

32
strony

PRAKTYCZNY **ELEKTRONIK**

NR IND 372161

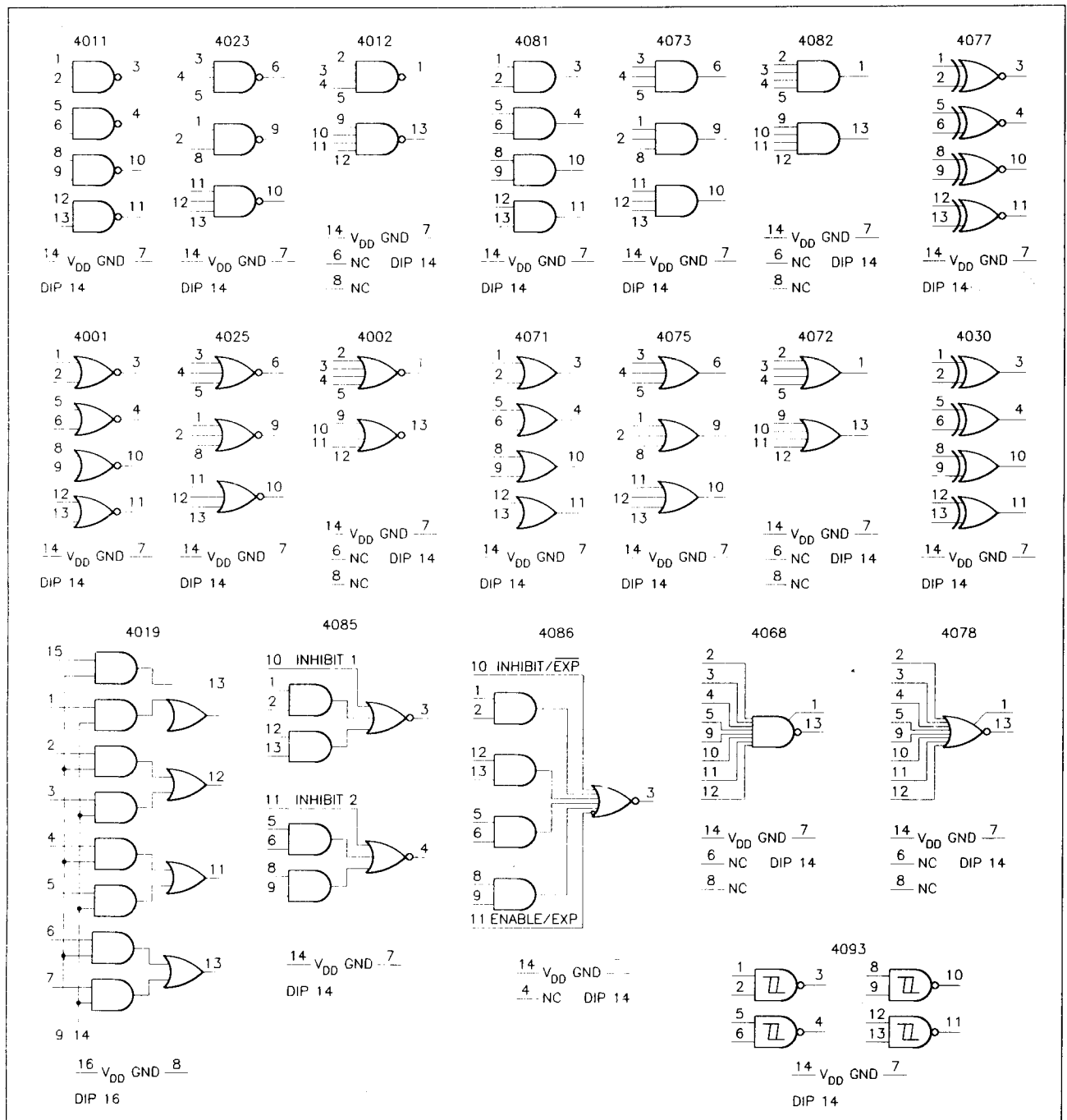
cena 12000 zł

grudzień
nr 12 '93

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 4

W tym numerze przedstawimy bramki logiczne z serii CD 4000. Zalicza się do nich bramki NAND (4011, 4023, 4012), AND (4081, 4073, 4082), NOR (4001, 4025, 4002), OR (4071, 4075, 4072), Ex-NOR (4077), Ex-OR (4030), ośmiowieściową bramkę NANDAND (4068), ośmiowieściową bramkę NORÓR (4078), oraz czterokrotną bramkę NAND z wejściami Schmitta (4093). Dodatkowo do rodziny bramek można zaliczyć także układy czterokrotnego dwuwejściowego multipleksera (4019), dwukrotnej, podwójnej dwuwejściowej bramki AOI (AND OR INVERT) (4085), oraz czterokrotnej dwuwejściowej bramki AOI (4086).

Warto zwrócić uwagę, a także zapamiętać fakt, że wyprowadzenia końcówek w układach różnych bramek dwuwejściowych są takie same (4011, 4081, 4001, 4071, 4077, 4030, 4093). Dotyczy to także bramek trójwejściowych (4023, 4073, 4025, 4075) i czterowejściowych (4012, 4082, 4002, 4072). Drugą zaletą wyprowadzeń końcówek w serii 4000 jest symetria środkowa wyprowadzeń dla wielu układów. Na przykład obracając układ 4011 o 180° otrzymujemy taki sam rozkład wyprowadzeń, z tą tylko różnicą, że wyprowadzenia masy i zasilania są zamienione. W wielu przypadkach ułatwia to projektowanie płytek drukowanych.



Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń podstawowych funkcyj logicznych serii CD 4000

Ciąg dalszy w następnym numerze.

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

GRUDZIEŃ nr 12/93

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 4	2
Częstościomierz cz.4	4
Korektor sygnału video z układem rozkodowania kaset magnetowidowych	6
Strojenie odbiorników radiowych cz. 1	10
Zasilacz laboratoryjny 3÷30 V/5 A	12
Wzmacniacz akustyczny dużej mocy	19
Zasady prenumeraty	19
Automatyczny wyłącznik ogrzewanej szyby tylnej w samochodzie	24
Układ logarytmujący	26
Spis treści rocznika "PE" 1992–1993	30

Płytki drukowane wysyłane są w terminie do trzech tygodni za zaliczeniem pocztowym.

Koszt wysyłki 20000 zł przy kwocie do 100000 zł; 24000 zł przy kwocie do 200000 zł.

W sprzedaży wysyłkowej dostępne są numery 3÷4/92, 1/93 oraz 3÷8/93 PE w cenie detalicznej plus koszty wysyłki.

Kserokopie artykułów wysyłamy w cenie 10.000 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 1.000 zł plus koszty wysyłki.

Wydawca ARTKELE – Zielona Góra

Ogłoszenia i Reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto ARTKELE – WYDAWNICTWO TECHNICZNE ul. Prosta 11 Zielona Góra, BANK SPÓŁDZIELCZY Zielona Góra nr 997283-102847-2541.

Ceny:

– 1 cm² ogłoszenia ramkowego 12000 zł (najmniejsze ogłoszenie 15 cm²)

– ogłoszenia drobne do 40 słów 7000 zł za słowo

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść ogłoszenia.

Adres:

Redakcja "Praktyczny Elektronik"

ul. Prosta 11

tel. 704-82

65-001 Zielona Góra,

Red. Naczelny inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczone w "Praktycznym Elektroniku" mogą być wykorzystywane wyłącznie dla potrzeb własnych. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów "Praktycznego Elektronika" – możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Częstościomierz cz.4

Stosunkowo niska częstotliwość pracy układów CMOS spowodowała konieczność zaprojektowania i wykonania wstępnego dzielnika częstotliwości. Rozwiązanie takie jest korzystne, gdyż pozwala na osiągnięcie znacznie wyższej częstotliwości pomiaru niż w przypadku "szybkiego" częstościomierza zbudowanego na układach TTL. Przy projektowaniu układu zostały wzięte pod uwagę różne rozwiązania dzielników wstępnych nazywanych często preskalarami. Niewątpliwie najlepszym wyjściem jest zastosowanie scalonego dzielnika, połączonego ze wzmacniaczem wstępnym. Dzielniki takie są produkowane w bardzo szerokiej gamie, a częstotliwości maksymalne przekraczają nawet 1 GHz.

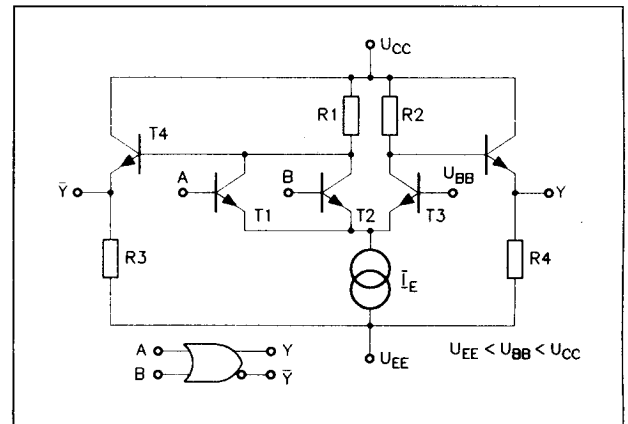
Wśród scalonych dzielników można zauważyć pewną regułę. Mianowicie dzielniki pracujące przy najwyższych częstotliwościach dzielą sygnał wejściowy przez wielokrotność dwu. Preskalery z średnim zakresem częstotliwości (ok. 500 MHz) posiadają stopień podziału równy 10. Natomiast dla wolniejszych (ok. 150 MHz) stopień podziału wynosi już 100. Reguła ta nie jest przypadkowa i wynika z konstrukcji dzielnika cyfrowego. Dzielnik przez wielokrotność liczby dwa nie posiada żadnych wewnętrznych sprzężeń spowalniających jego pracę. Składa się on tylko z szeregowo połączonych przerzutników dzielących przez dwa. Podział przez dziesięć wymaga natomiast wprowadzenia wewnętrznego sprzężenia, przy pomocy którego dzielnik dwójkowy jest kasowany w momencie osiągnięcia stanu 10 (binarnie 1010).

Maksymalna częstotliwość pracy opisanego w poprzednich numerach PE częstościomierza, wynosi 10 MHz. Dlatego też do współpracy z nim wymagany jest dzielnik, o takim stopniu podziału, który przy maksymalnej częstotliwości wejściowej, na swoim wyjściu daje częstotliwość mniejszą od 10 MHz. Wybór padł na układ SP 8629. Maksymalna częstotliwość pracy tego układu gwarantowana przez producenta wynosi 150 MHz, a stopień podziału sto. Jednak przeprowadzone próby wykazały, że egzemplarze układów w prototypie mierzą poprawnie jeszcze dla częstotliwości 220 MHz, czego niestety nie można zagwarantować).

Wysokie częstotliwości pracy powodują, że w scalonych preskalarach stosuje się układy ECL (ang. Emitter Coupled Logic – układ ze sprzężeniem emiterowym). W układach ECL podobnie jak w TTL wykorzystywane są tranzystory bipolarne. Założenie wysokiej częstotliwości pracy wymagało zupełnie innych rozwiązań układowych, do których można zaliczyć zmniejszenie różnicy poziomów logicznych do wartości ok. 0,8 V, oraz wyeliminowanie nasycania się tranzystorów. W układach ECL podstawowym elementem funkcjonalnym jest wzmacniacz różnicowy stąd też pochodzi nazwa tej rodziny, gdyż w układzie różnicowym emitory tranzystorów połączone są razem.

Na rysunku 1 przedstawiono uproszczony schemat bramki wykonanej w technice ECL. W skład bramki wchodzi wzmacniacz różnicowy T1÷T3 pola-

ryzowany prądem źródła I_E . Tranzystor T3 polaryzowany jest z wewnętrznego źródła napięcia odniesienia U_{BB} ($-1,29$ V). W drugiej gałęzi wzmacniacza różnicowego umieszczone są dwa tranzystory wejściowe T1 i T2. Tranzystory T4 i T5 pełnią funkcję wtórników emiterowych przesuwających poziom napięcia wyjściowego, oraz zapewniających odpowiednią obciążalność wyjściową. Układ posiada dwa wyjścia: proste Y i zanegowane $\bar{Y}$.

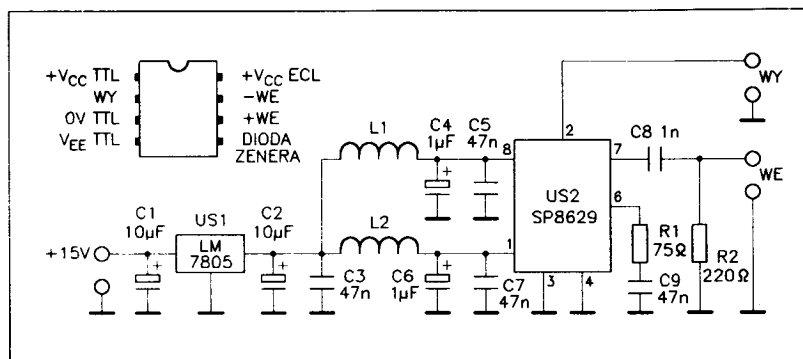


Rys. 1 Uproszczony schemat bramki ECL

Jeżeli napięcia na wejściach A i B są niższe od napięcia odniesienia, to tranzystory T1 i T2 nie przewodzą. Cały prąd źródła przepływa wtedy przez tranzystor T3, który jednak nie jest wprowadzony w stan nasycenia. Prąd tranzystora T3 wywołuje spadek napięcia na rezystorze R2, zatem napięcie na wyjściu Y ma stan niski. W tym czasie napięcie na kolektorach T1 i T2 ma poziom wysoki, dlatego też wyjście $\bar{Y}$ znajduje się w stanie wysokim. Doprowadzenie do jednego z wejść A lub B napięcia większego od napięcia odniesienia U_{BB} powoduje wprowadzenie jednego z tranzystorów T1 lub T2 w stan przewodzenia. Prąd źródła przepływa wtedy przez rezystor R1, a tranzystor T3 zostaje zatkany. Stany napięć na wyjściach zmieniają się na przeciwne. Doprowadzenie napięcia do obu wejść powoduje taką samą reakcję układu. Można więc stwierdzić, że układ realizuje funkcję sumy logicznej dla wyjścia Y i negacji sumy logicznej dla wyjścia $\bar{Y}$.

Pierwsze układy w technice ECL zostały wyprodukowane w 1962 r. przez firmę Motorola. Mimo upływu ponad 30 lat od wprowadzenia na rynek, układy ECL należą do najszybszych ogólnie dostępnych układów cyfrowych.

Układy ECL zasilane są napięciem ujemnym $-5,2$ V $\pm 10\%$. Zalecane jest łączenie końcówek E_{CC} do masy układu, zwiększa to odporność na zakłócenia. W praktycznych rozwiązaniach urządzeń z zastosowaniem techniki ECL niezbędne jest właściwe projektowanie obwodów drukowanych. Bardzo krótki czas propagacji wynoszący ok. 1 ns wymaga uwzględnienia impedancji falowej ścieżek łączących ze sobą poszczególne funkcje logiczne.



Rys. 2 Schemat ideowy układu dzielnika 150 MHz

Pomiar częstotliwości heterodyny w odbiorniku radiowym można wykonać umieszczając na wejściu układu pętlę (1 lub 2 zwoje), którą nasuwa się na cewkę heterodyny. W przypadku zbytniego zbliżenia cewki pomiarowej do cewki heterodyny, ta druga może zostać nieco rozstrojona. Należy wtedy zwiększyć odległość między cewkami. Przy pomiarach częstotliwości heterodyny miniodbiornika UKF, preskaler zaczął pracować w odległości ok. 7 cm od cewki heterodyny.

Opis układu

W preskalerze zastosowano układ scalony SP 8629 (US2) wykonany w technice ECL. Wyjście układu dostosowane jest do standardu TTL. Ponadto układ zawiera wewnętrzny układ dopasowujący poziomy napięć logicznych pomiędzy częścią ECL i TTL. Konstruktorzy układu scalonego zastosowali jedno źródło napięcia zasilania +5 V. Wyprowadzenia masy i zasilania dla części TTL i ECL są jednak rozdzielone, minimalizując tym samym zakłócenia mogące przenikać przez zasilanie.

Preskaler zasilany jest napięciem +15 V, które obniżane jest do poziomu +5 V przez stabilizator US1. Umieszczenie stabilizatora w pobliżu układu zapewnia małą impedancję źródła zasilania, co poprawia parametry częstotliwościowe pracy i zwiększa odporność na zakłócenia. Dławiki L1 i L2 zapewniają odpowiednią separację pomiędzy zasilaniem części ECL i TTL.

Układ SP 8629 posiada wzmacniacz wejściowy z wejściem różnicowym, pozwalający na osiągnięcie czułość rzędu kilkunastu mikrowoltów. W naszym rozwiązaniu wejście zrealizowano jednak w układzie asymetrycznym, wyzwalanym zboczem ujemnym. Wybór zbocza wyzwalającego przy pomiarach wysokich częstotliwości nie ograża żadnego znaczenia.

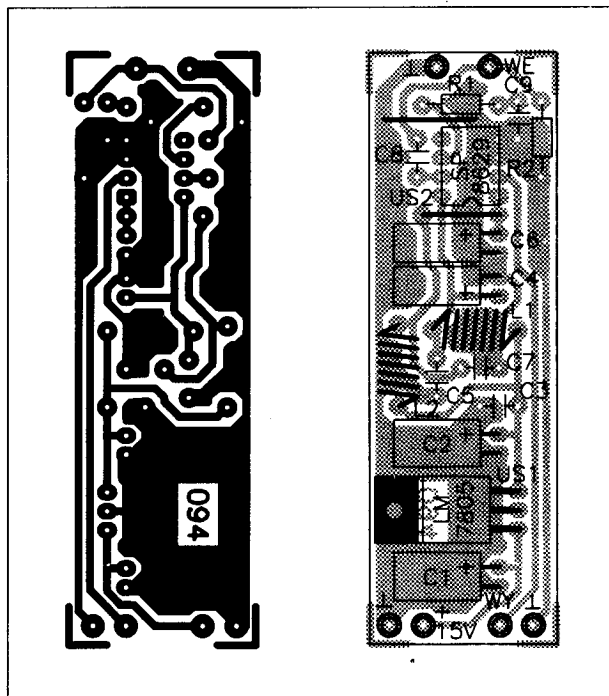
Montaż i uruchomienie

Wykonanie preskalera jest bardzo proste. Cewki L1 i L2 wykonane są jako powietrzne (bez rdzenia). Nawinięto je drutem w emalii DNE CuL ϕ 0,4 mm, 10 zwojów obok siebie, na wiertle o średnicy ϕ 4 mm. Po nawinięciu i ukształtowaniu końcówek wiertło wyjmujemy się, a cewkę rozciąga się na długość 1 cm.

Cały układ powinien zostać zaekranowany. Najlepszym rozwiązaniem jest wykonanie obudowy z cienkiej blachy stalowej.

Przy pomiarach wyjście układu łączy się z wejściem częstotliciemierza, a zasilanie z gniazdem +15 V na płycie czołowej. Przewody doprowadzające sygnał do wejścia preskalera powinny być jak najkrótsze, co pozwala osiągnąć wyższe częstotliwości graniczne pomiaru. Przewód łączący wyjście z częstotliciemierzem może być wykonany w postaci skrętki lub przewodu ekranowanego o długości nie przekraczającej 1 m.

Przy takim układzie pomiarowym nie jest wymagane połączenie masy urządzenia pomiarowego z masą obiektu mierzonego.



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Drugim układem pomiarowym jest układ asymetryczny, w którym masy muszą być ze sobą połączone. Na wejściu preskalera umieszcza się kondensator, którego wartość zależy od częstotliwości mierzonej 3,3 pF dla $f = 150$ MHz, 100 pF dla $f = 10$ MHz. Podczas pomiarów należy pamiętać, że stopień podziału preskalera jest stały i wynosi 100, w związku z czym należy odpowiednio ustawić zakres pracy w częstotliciemierzu, a wynik pomiaru mnożyć przez 100. Na przykład dla czasu otwarcia bramki 100 ms wskazanie częstotliciemierza 0757,32 kHz, przy pomiarze z preskalerem oznacza częstotliwość mierzoną równą 075732, kHz, czyli 75,732 MHz.

Preskaler nie wymaga uruchamiania. Sprawdzenie działania można przeprowadzić mierząc częstotliwość heterodyny w głowicy UKF. Wynik powinien być więk-

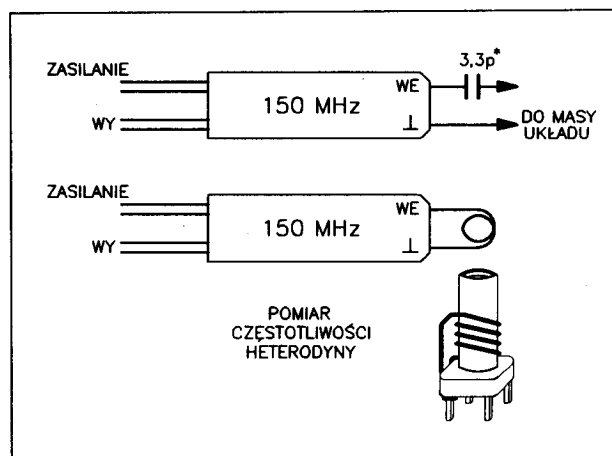
szy o 10,7 MHz od częstotliwości odbieranej stacji. Preskaler bez doprowadzonego sygnału wejściowego może wzbudzać się na częstotliwościach ok. 30÷60 MHz. Jest to zjawisko normalne, wynikające z dużej czułości obwodu wejściowego.

Wykaz elementów

US1	– LM 7805
US2	– SP 8629
R1	– 75 Ω /0,125 W
R2	– 220 Ω /0,125 W
C1	– 10 μ F/16 V typ 04/U
C2	– 10 μ F/16 V typ 196D tantalowy
C3, C5, C7, C9	– 47 nF KFP
C4, C6	– 1 μ F/16 V typ 196D tantalowy
C8	– 1 nF KFP
L1, L2	– cewka powietrzna 10 zwojów o średnicy ϕ 4 drutem DNE CuL ϕ 0,4 mm

płytką drukowaną numer 094

Płytką wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 5.100 zł + koszty wysyłki.



Rys. 4 Przykłady pomiaru częstotliwości heterodyny z wykorzystaniem preskalera 150 MHz

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Korektor sygnału video z układem rozkodowania kaset magnetowidowych

Problem ochrony praw autorskich nie może się doczekać odpowiednich regulacji prawnych. Zarówno producenci jak i dystrybutorzy filmów fabularnych rozpoczęli zabezpieczanie kaset magnetowidowych przed przegrywaniem. Próby przegrania zakodowanej kasety kończą się fiaskiem. Artykuł zawiera opis układu, który umożliwia rozkodowanie większości kaset. Oprócz tego układ umożliwia poprawę jakości odtwarzania kaset starych, lub źle nagranych.

Wykonanie kopii kasety na własny użytek nie jest przestępstwem. Przez wiele lat możliwe było legalne nagranie na kasety magnetofonową muzyki z płyty gramofonowej lub kompaktowej dla własnych potrzeb. Powstanie magnetofonów cyfrowych wywołało nowy problem w dziedzinie kopiowania nagrań. Magnetofon cyfrowy posiada bowiem możliwość wielokrotnego nagrywania sygnałów bez utraty jakości. Ta zaleta magnetofonu cyfrowego umożliwia wykonywanie w prosty sposób dużej liczby kopii. Zabezpieczono się przed tym wprowadzając na taśmę specjalne słowo kodowe, pozwalające na wykonanie tylko jednej kopii. Ta opcja została wprowadzona na skutek działań organizacji konsumenckich z całego świata.

Prezentowane urządzenie daje możliwość rozkodowania kasety magnetowidowej, zabezpieczonej przed

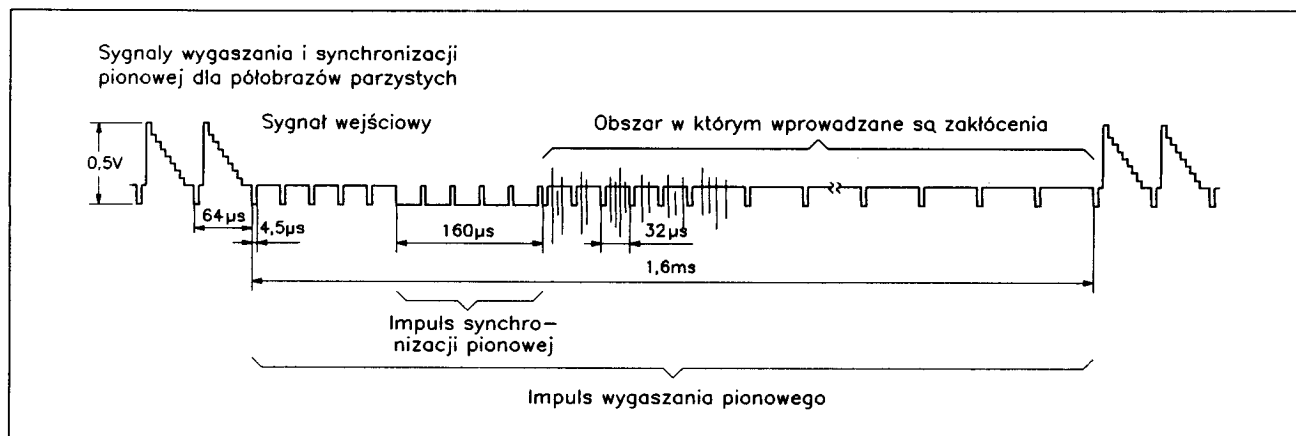
przegrywaniem. Nie zdradzamy tu żadnej wielkiej tajemnicy, gdyż piraci posiadają znacznie lepsze urządzenia. Wykorzystywanie opisanego układu do zarobkowego kopiowania nagrań jest jednak przestępstwem.

Na rysunku 1 pokazano fragment sygnału wizyjnego. Zaznaczono na nim impuls wygaszania pionowego, o czasie trwania 160 μ s. Po obu stronach impulsu wygaszania umieszczonych jest po pięć impulsów wyrównawczych, które mają na celu zapewnienie prawidłowej pracy układów synchronizacji pionowej. Także po obu stronach impulsu synchronizacji znajduje się impuls wygaszania pionowego o czasie trwania 1,6 ms. W tylnej części impulsu wygaszania mogą być umieszczane dodatkowe przebiegi: synchronizacji koloru w systemie SECAM, przebiegi kontroli toru nadawczego, sygnały telegazety. Żadne z dodatkowych impulsów nie są widoczne na ekranie telewizora, gdyż w czasie ich nadawania promień elektronów w kineskopie jest wygaszony. Równocześnie parametry tych przebiegów są dobrane w taki sposób, aby nie powodowały zakłóceń synchronizacji w odbiorniku.

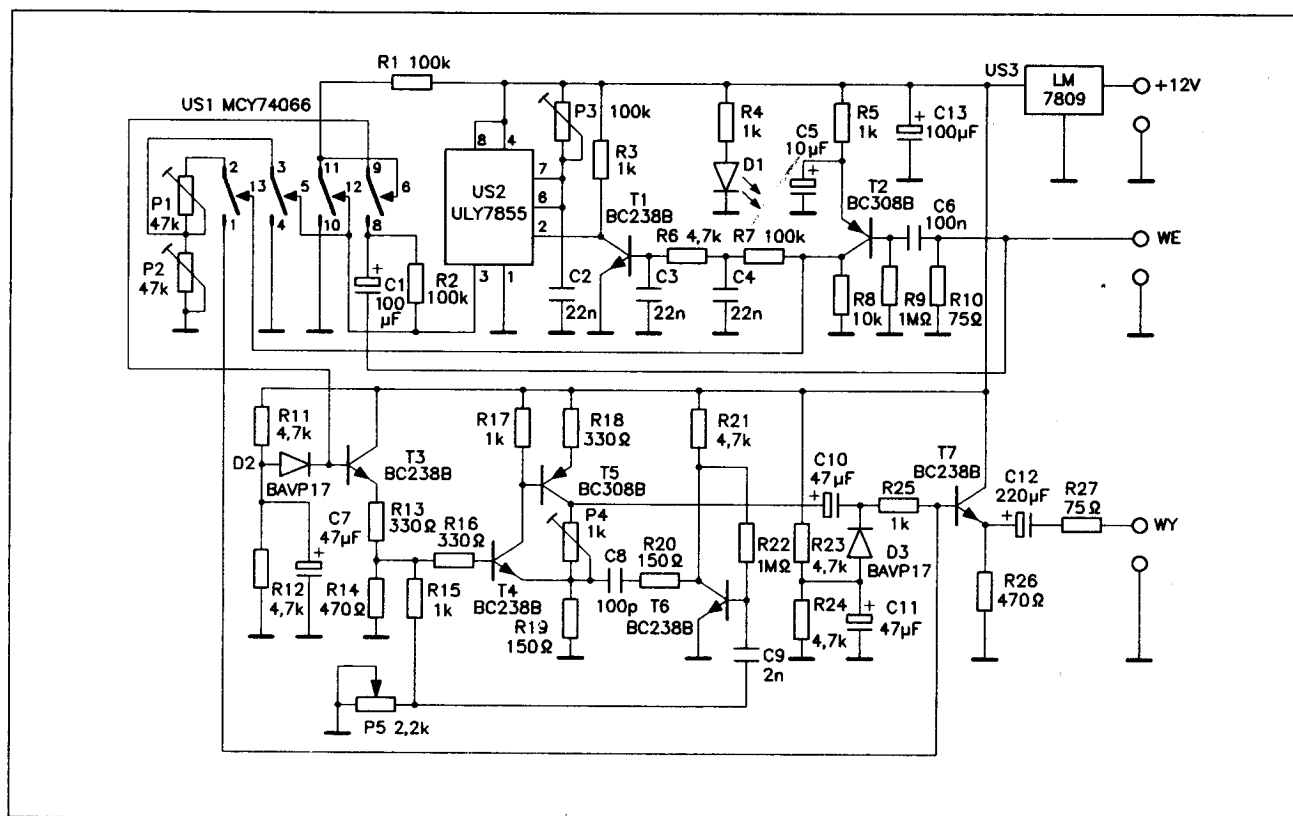
Zabezpieczanie kaset magnetowidowych polega na wprowadzeniu dodatkowych impulsów o zmieniającej się płynnie amplitudzie na tylnym progu impulsu wygaszania pionowego. Obszar ten zaznaczono na rys. 1 kłamrą. Amplituda sygnałów zakłócających zmienia się

w szerokim zakresie. Może ona znacznie przekraczać dolny poziom impulsów synchronizacji. Odchylenia amplitudy impulsów zakłócających od poziomu synchronizacji są jednakowe. Tak spreparowany sygnał nie zakłóca pracy nowoczesnych odbiorników telewizyjnych, gdyż ich układy synchronizacji nie wykorzystują impulsu wygaszania pionowego. W takich odbiornikach cały obszar impulsu wygaszania jest "wycinany" z przebiegu wizyjnego, a następnie zastępowany sztucznym poziomem "ultra czerni" w układzie wzmacniaczy wizyjnych.

W magnetowidzie sprawa wygląda inaczej. Impuls wygaszania pionowego zawiera informację o poziomie czerni w obrazie, która jest niezbędna do automatycznego wysterowania poziomu zapisu. Po przegraniu zabezpieczonej kasety obraz na ekranie telewizora "faluje" zmieniając swoją jasność, co uniemożliwia oglądanie. Zasada działania układu jest więc bardzo prosta i polega na wycięciu impulsów zakłócających i wstawienie w ich miejsce odtworzonych impulsów synchronizacji pionowej i poziomej.



Rys. 1 Harmonogram czasowy sygnałów wygaszania pionowego, z zaznaczeniem obszaru wprowadzania zakłóceń

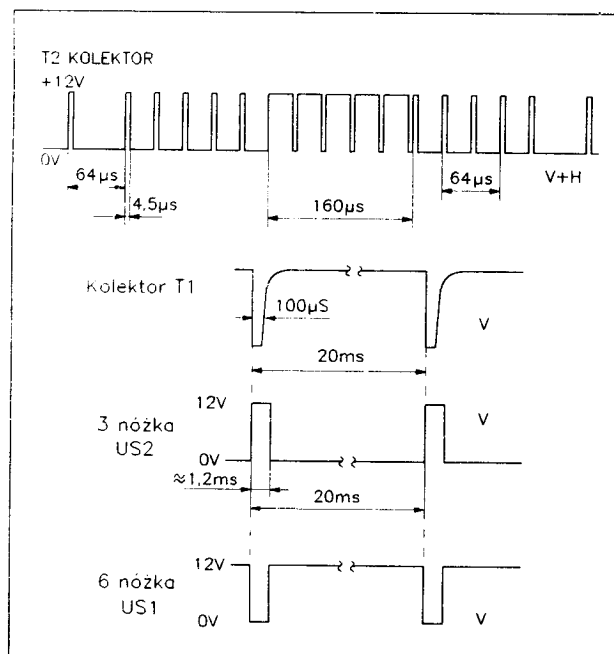


Rys. 2 Schemat ideowy dekodera

Na marginesie mogę dodać, że podczas prób z urządzeniem natknąłem się na kasety, nagrane z programów telewizyjnych, a następnie zabezpieczone przed dalszym kopiowaniem. Taką sytuację można rozpoznać po obecności przebiegów kontroli toru nadawczego, oraz po sygnałach telegazety, które zawierają identyfikator stacji nadawczej. Na tej podstawie można nawet określić dzień i godzinę nagrania. Może to świadczyć o tym, że piraci także zabezpieczają swoje kasety przed dalszym kopiowaniem. Kasety legalnych dystrybutorów nie zawierają bowiem impulsów telegazety nadawanych łącznie z programem telewizyjnym.

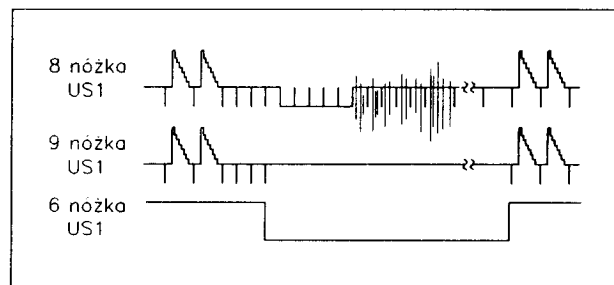
Opis układu

Sygnał wejściowy zostaje doprowadzony do układu różniczkującego C6, R8, który wydziela z sygnału wizyjnego impulsy synchronizacji poziomej i pionowej. Impulsy te zostają wzmacnione przez tranzystor T2 i poddane całkowaniu w układzie R7, C4, R6, C3. Całkowanie pozwala na wydzielenie impulsów synchronizacji pionowej. Impulsy te zostają wzmacnione przez tranzystor T1 i wyzwalają monowibrator US2 (rys. 2). Czas trwania impulsu wyjściowego monowibratora regulowany jest potencjometrem P3.



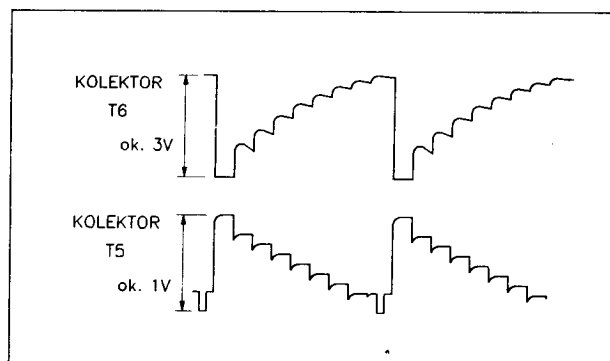
Rys. 3 Harmonogram czasowy odseparowanych sygnałów synchronizacji

Impuls z wyjścia monowibratora zostaje zanegowany przez układ klucza US1 (nóżki 11, 10) i steruje pracą drugiego klucza (nóżki 8 i 9), do którego doprowadzono wejściowy sygnał wizyjny. Zatem na wyjściu układu (nóżka 9) otrzymuje się przebieg wizyjny z wyciętym obszarem w którym były wprowadzone zakłócenia (rys. 4).



Rys. 4 Harmonogram czasowy sygnału wizyjnego z wyciętymi impulsami zakłócającymi

Oczyszczony z zakłóceń sygnał wizyjny kierowany jest do diodowego układu odtwarzania składowej stałej (kondensator C1 eliminuje z sygnału składową stałą (przyp. red.)). Zasada działania tego układu polega na ładowaniu dodatniej okładki kondensatora C1 do poziomu napięcia określonego przez dzielnik R12, R11 dla ujemnych impulsów synchronizacji linii. Z wyjścia wórnika emiterowego sygnał kierowany jest do wzmacniacza T4 i układu różniczkującego z bocza sygnału R15, P5, C9, oraz R20, C8, R19. Zróżniczkowany sygnał wizyjny sumowany jest z sygnałem podstawowym na emiterze tranzystora T4. Potencjometr P5 umożliwia regulację amplitudy sygnału zróżniczkowanego. Przy ustawieniu potencjometru P5 na minimum rezystancji korekcja nie jest wprowadzana.

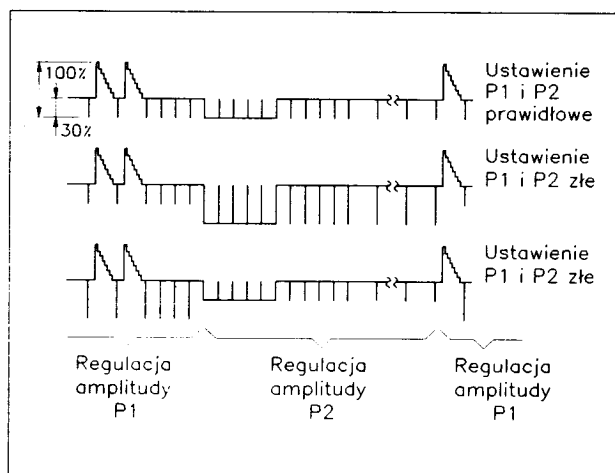


Rys. 5 Przebiegi napięć w układzie różniczkującym

Różniczkowanie sygnału pozwala na zwiększenie czasów narostu przebiegów wizyjnych wpływając na poprawę wyrazistości i ostrości obrazu. Potencjometrem P4 reguluje się amplitudę całkowitego przebiegu wizyjnego.

Po tej operacji ponownie odtwarzana jest składowa stała sygnału w układzie diodowym D3. Pozbawiony wcześniej impulsów synchronizacji sygnał wymaga ponownego ich wstawienia. odbywa się to przy pomocy dzielnika napięciowego R25, P1 i P2. Dla impulsu wygaszania ramki Klucz US1 (nóżki 3,4) zwiiera potencjometr P1 do masy. Utworzony zostaje zatem dzielnik napięcia składający się z rezystora R25 i potencjometru P1 w czasie trwania impulsu synchronizacji pionowej i tylnego poziomu impulsu wygaszania pionowego dla pozostałych fragmentów sygnału. Dzielnik składa się z rezystora R25 oraz szeregowo połączonych potencjome-

trów P1 i P2. Impulsy synchronizacji poziomej i pionowej z kolektora T2 sterują drugim kluczem US1 (nóżki 1 i 2) który włącza dzielnik w czasie trwania impulsów synchronizacji poziomej i pionowej. Potencjometry P1 i P2 umożliwiają wyregulowanie jednakowej amplitudy sygnałów synchronizacji w obszarze wygaszania pionowego i poziomego (rys. 6).



Rys. 6 Przebiegi wyjściowe po regeneracji impulsów synchronizujących

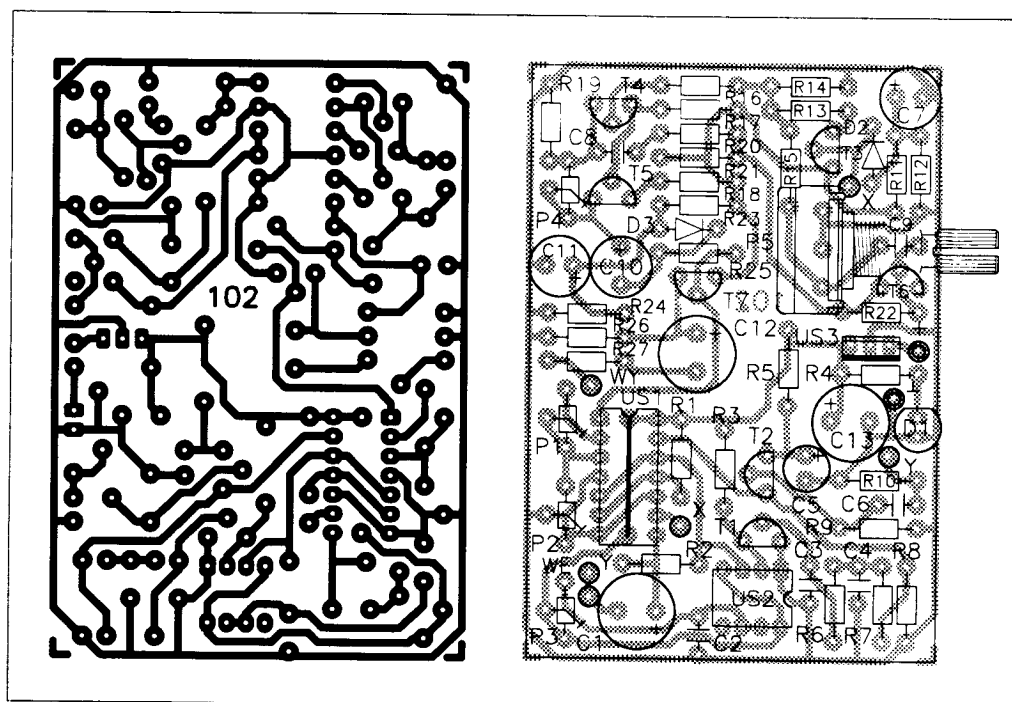
Na wyjściu zastosowano wtórnik emiterowy zapewniający małą impedancję wyjściową układu. Rezystor R27 ma na celu dopasowanie impedancji wyjściowej do impedancji kabli doprowadzających sygnał do magnetowidu. Dekoder włącza się pomiędzy dwa magnetowidy przy kopiowaniu nagrań, lub pomiędzy magnetowid, a odbiornik telewizyjny jeżeli konieczna jest poprawa jakości sygnału.

Montaż i uruchomienie

Podczas montażu układu należy zwrócić uwagę, na dwa połączenia wykonane przewodem izolowanym pomiędzy punktami "X", oraz punktami "Y". Należy także pamiętać o zamontowaniu zwory, która znajduje się pod układem scalonym US1 (przyp. red.).

Przy uruchamianiu urządzenia najwygodniej jest posługiwać się oscyloskopem i generatorem sygnałowym. Możliwe jest także uruchomienie układu bez powyższych przyrządów w oparciu o obserwację na ekranie telewizora. W przypadku korzystania z oscyloskopu do wejścia doprowadza się sygnał pasów czarno-białych z generatora. Oglądając przebiegi na wyjściu klucza (nóżka 9 US1) potencjometrem P3 ustawia się szerokość impulsu taką, aby "wyciąć" fragment sygnału pokazany na rys. 4. Następnie należy sprawdzić działanie układu różniczkującego, przy potencjometrze P5 ustawionym na maksimum rezystancji (rys. 5). Mierzając sygnał na kolektorze tranzystora T5 potencjometrem P4 reguluje się wzmocnienie na wartość 1 V_{pp} mierzoną pomiędzy szczytami sygnału odpowiadającymi obrazowi pasa białego, a dolnym poziomem impulsów synchronizacji poziomej.

Na zakończenie konieczne jest jeszcze ustawienie amplitudy zregenerowanych impulsów synchronizacji. Oscyloskop dołącza się do wyjścia urządzenia i regulując potencjometrem P1, a następnie P2 ustawia się amplitudę impulsów synchronizacji równą 30% amplitudy całkowitego sygnału wizyjnego. Szczególną uwagę należy zwrócić na to, aby impulsy synchronizacji miały jednakową wysokość (rys. 6). Regulacje potencjometrami P1 i P2 są wzajemnie zależne i trzeba je powtórzyć kilkakrotnie.



Rys. 7 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Podczas uruchamiania urządzenia bez oscyloskopu do wejścia doprowadza się sygnał z magnetowidu odtwarzającego kasetę zabezpieczoną. Potencjometr P5 skręca się na minimum rezystancji, a pozostałe ustawia się w pozycjach środkowych. Obserwując obraz na ekranie telewizora potencjometrem P3 reguluje się w taki sposób, aby na górze ekranu nie występował czarny poziomy pas (zwiększanie rezystancji potencjometru P3 powoduje poszerzanie się tego pasa przyp. red.).

Wzmocnienie sygnału regulowane potencjometrem P4 można ustawić porównując jasność i kontrast obrazu podczas oglądania programu bez dekodera i z dekodrem. Zbyt duże wzmocnienie objawia się przekontrastowaniem, oraz zrywaniem synchronizacji w telewizorze. Regulacja potencjometrami P1 i P2 polega na ustawieniu jak najlepszego obrazu bez drgań w kierunku poziomym, i ze stabilną synchronizacją.

Następnie można sprawdzić działanie układu korektora sygnału. Kręcąc potencjometrem P5 obserwuje się obraz. Powinien on stawać się bardziej ostry i wyraźny. Nadmierne korygowanie sygnału spowoduje spadek kontrastu i gubienie się synchronizacji.

Przed przegranie kasety należy wykonać próbne nagranie fragmentu i w razie potrzeby skorygować ustawienia potencjometrów P3, oraz P1 i P2.

UWAGA! Na rynku mogą pojawić się kasety, których nie da się skopiować przy pomocy tego urządzenia. Dotychczas jednak takich nie spotkałem.

Wykaz elementów

US1	– MCY 74066 (CD 4066)
US2	– ULY 7855 (LM 555)
US3	– LM 7809
T1, T5	– BC 308B lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$
T1, T3, T4,	
T6, T7	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
D1	– dioda świecąca typ dowolny
D2, D3	– BAVP 17 ÷ 21 (1N4148)
R1, R2, R7	– 100 k Ω /0,125 W

R3 ÷ R5, R15,	
R17, R25	– 1 k Ω /0,125 W
R6, R11, R12,	
R21, R23, R24	– 4,7 k Ω /0,125 W
R8	– 10 k Ω /0,125 W
R9, R22	– 1 M Ω /0,125 W
R10, R27	– 75 Ω /0,125 W
R13, R16, R18	– 330 Ω /0,125 W
R14, R26	– 470 Ω /0,125 W
R19, R20	– 150 Ω /0,125 W
P1, P2	– 47 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P3	– 100 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P4	– 1 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P5	– 2,2 k Ω – A typ PR 162, PR 164, PR 167, PRP 167
C1	– 100 μ F/16 V typ 04/U
C2 ÷ C4	– 22 nF KFP
C5	– 10 μ F/16 V
C6	– 100 nF ferroelektryczny miniaturowy
C7, C10, C11	– 47 μ F/16 V typ 04/U
C8	– 100 pF KCPf
C9	– 2 nF KFP
C12	– 220 μ F/10 V typ 04/U

płytką drukowaną **numer 102**

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

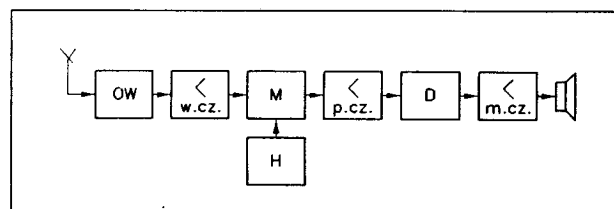
Cena: 10.100 zł + koszty wysyłki.

◇ Krzysztof Jakubowski

Strojenie odbiorników radiowych cz.1

Jedni amatorzy-elektronicy już się zajmują przestrajaniem odbiorników radiowych, a inni dopiero mają zamiar. Artykuł ten ma służyć pierwszym do udoskonalenia tej sztuki, a drugim jako wprowadzenie do niej. Chcemy w nim przedstawić zasady i metody strojenia odbiorników radiowych. W przyszłości zajmiemy się również aparaturą przeznaczoną do tego celu.

Zanim przedstawimy zasady strojenia przypomnimy sobie schemat blokowy i działanie odbiornika superheterodynowego.



Rys. 1 Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego.

Spośród wielu sygnałów odbieranych przez antenę, obwód wejściowy (OW) wstępnie wydziela sygnał pożądaný. Sygnał ten zostaje wstępnie wzmocniony we wzmacniaczu w.cz. i dalej podawany jest do mieszacza (M). Do mieszacza, jednocześnie podawany jest sygnał heterodyny (H). W wyniku przemiany na wyjściu mieszacza otrzymuje się sygnał o częstotliwości pośredniej. Operację przemiany częstotliwości opisuje prosty wzór 1.

$$f_{p.cz.} = f_h - f_s$$

Wzór 1

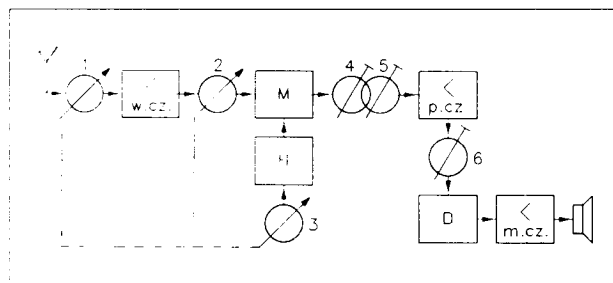
gdzie: $f_{p.cz.}$ – częstotliwość pośrednia,
 f_h – częstotliwość heterodyny,
 f_s – częstotliwość sygnału.

Sygnał ten zostaje wzmocniony we wzmacniaczu p.cz. do poziomu zapewniającego poprawną pracę demodulatora (D). Otrzymany po demodulacji sygnał małej częstotliwości jest wzmocniony we wzmacnia-

czu m.cz i w głośniku przetworzony na falę akustyczną (dźwięk).

W skład poszczególnych członów odbiornika wchodzi elementy czynne (tranzystory, układy scalone) oraz obwody selektywne (obwody rezonansowe, filtry pasmowe, rezonatory i filtry ceramiczne).

Przedstawimy teraz schemat blokowy odbiornika ze szczególnym uwzględnieniem obwodów strojonych.



Rys. 2 Schemat blokowy odbiornika radiowego uwzględniający obwody strojone

1,2 – obwody strojone o częstotliwości sygnału odbieranego f_s .

3 – obwód strojony heterodyny (generatora) o częstotliwości heterodyny f_h .

4,5,6 – obwody filtrów częstotliwości pośredniej $f_{p.c.z.}$

Obwody 1,2,3, a często tylko 1,3, lub 2,3 powinny być przestrajane współbieżnie tzn. jednym pokrętkiem, z zachowaniem wzoru 1. lub po jego przekształceniu wzoru 2.

$$f_h = f_s + f_{p.c.z.}$$

Wzór 2

Częstotliwość pośrednia dla odbiorników sygnałów z modulacją amplitudy (AM) wynosi 465 kHz, lub 455 kHz. Dla odbiorników sygnałów z modulacją częstotliwości (FM) wynosi ona 10,7 MHz. Zakresy odbieranych częstotliwości (f_s) wynoszą:

fale długie	150–285 kHz
fale średnie	525–1605 kHz
fale krótkie	5,95–21,75 MHz (podzielone na pasma)
UKF OIRT	65,5–74 MHz
UKF CCIR	87,5–108 MHz.

O częstotliwości odbieranej przez odbiornik decyduje częstotliwość heterodyny. Odbiornik odbiera te sygnały, które w wyniku przemiany dają częstotliwość pośrednią. Sygnały o tej częstotliwości są wzmacniane w wąskopasmowym wzmacniaczu p.cz.

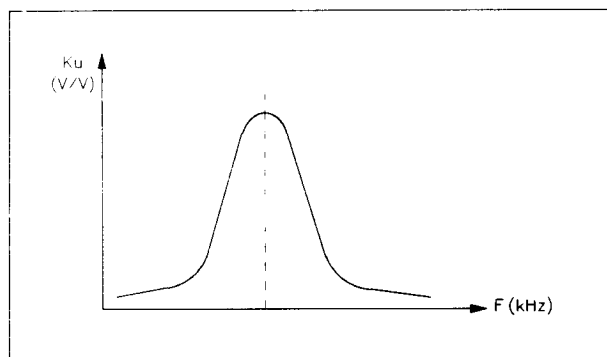
$$f_s = f_h - f_{p.c.z.}$$

Wzór 3

Stosowane jako obwody strojone 1,2,3 obwody rezonansowe nie zapewniają pełnego współbiegu częstotliwości obwodów 1,2 (f_s) z obwodem 3 (f_h). Dokładne zestrojenie tych obwodów jest zapewnione tylko w kilku punktach zakresu odbieranych częstotliwości. Dla odbiorników fal długich, średnich i krótkich dokładne dostrojenie uzyskuje się najczęściej dla 3 częstotliwości wewnątrz zakresu (t.zw. zestrojenie trójpunktowe).

Dla odbiorników UKF dokładne dostrojenie uzyskuje się dla 2, lub 1 częstotliwości wewnątrz zakresu (t.zw. zestrojenie dwupunktowe, lub jednopunktowe).

Wzmacniacz p.cz. ma za zadanie wzmocnienie określonego pasma częstotliwości wokół częstotliwości pośredniej i silne tłumienie sygnałów o innych częstotliwościach. Właściwość tą określa jego częstotliwościowa charakterystyka wzmocnienia. Przykładową charakterystykę przedstawia rys. 3.



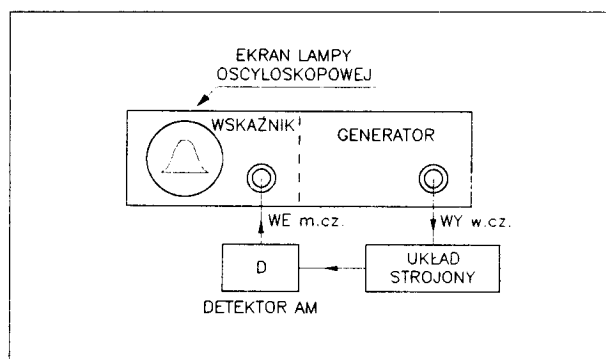
Rys. 3 Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza p.cz.

Chcąc prawidłowo zestroić wzmacniacz p.cz. niezbędna jest obserwacja charakterystyki częstotliwościowej.

Ze strojeniem odbiorników radiowych będziemy mieli do czynienia przy uruchamianiu nowych konstrukcji amatorskich, lub w działalności serwisowej. Obowiązuje następująca kolejność czynności strojeniowych:

- 1 strojenie wzmacniacza p.cz.,
- 2 strojenie heterodyny,
- 3 strojenie obwodów wejściowych i wzmacniacza w.cz.

Przy strojeniu niezbędne jest źródło sygnału wejściowego oraz wskaźnik informujący o prawidłowości zestrojenia. Chcąc uzyskać obraz charakterystyki częstotliwościowej wykorzystuje się przyrząd zwany wobuloskopem. W skład tego przyrządu wchodzi: generator wobulowany i wskaźnik oscyloskopowy. Sposób podłączenia wobuloskopu do strojonego układu przedstawia rys. 4



Rys. 4 Sposób podłączenia wobuloskopu

Generator wobulowany jest generatorem, którego częstotliwość zmienia się zgodnie z napięciem odchylającym lampy oscyloskopowej w kierunku poziomym. Tworzy więc poziomą oś częstotliwości na powierzchni lampy oscyloskopowej. Wychylenie plamki oscyloskopu w kierunku pionowym zależne będzie od poziomu sygnału na wyjściu strojonego układu. Przy stałym poziomie napięcia wejściowego będzie więc zależało od wzmocnienia układu.

Źródłem sygnału wskazanym przy strojeniu obwodów heterodyny, wejściowego i wzmacniacza w.c.z jest generator sygnałowy. Wskaźnikiem wyjściowym może być woltomierz m.cz. podłączony równolegle do

głośnika odbiornika. Schemat generatora sygnałowego UKF (65,5–74 MHz) był przedstawiony w nr 5/93 PE.

Generator sygnałowy wytwarza sygnał w.c.z zmodulowany sygnałem m.cz, odpowiednio z wykorzystaniem modulacji amplitudy, lub częstotliwości.

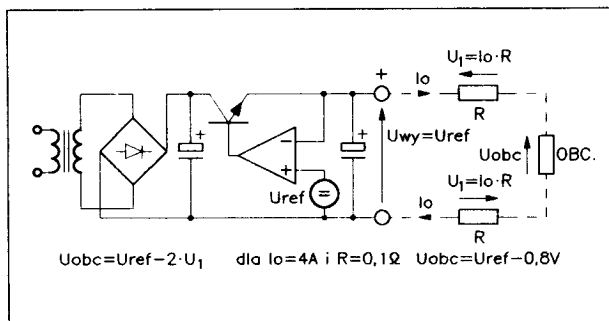
W sytuacji braku podanej aparatury, jako źródło sygnału można wykorzystać stacje radiowe o znanych częstotliwościach, a jako "wskaźnik" własne odczucie głośności sygnału odtwarzanego przez głośnik. Oczywiście strojenie w tej sytuacji będzie utrudnione i nie należy spodziewać się jego dobrych rezultatów.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Zasilacz laboratoryjny 3÷30 V/5 A

W czasopismach elektronicznych często spotykanym tematem są różnego rodzaju zasilacze laboratoryjne. Pomimo dużej ilości rozwiązań układowych rzadko spotyka się opis konstrukcji całego układu. W artykule prezentujemy zasilacz mogący zadowolić najbardziej wybrednego elektronika. Dużą zaletą opisywanego układu jest możliwość pracy "czterozaciskowej", z oddzielnymi wyjściami prądowymi i napięciowymi. Drugim atutem zasilacza jest możliwość "zaprogramowania" czterech wartości napięć wyjściowych wybieranych przełącznikiem. Dodatkowo zasilacz wyposażono w układ automatycznej zmiany napięcia wejściowego, co redukuje moc traconą w tranzystorze szeregowym.

Na rysunku 1 zamieszczono uproszczony schemat poglądowy standardowego zasilacza. Napięcie wyjściowe w tym układzie jest równe napięciu referencyjnemu U_{ref} (napięciu odniesienia). Odpowiedzialny za to jest wzmacniacz operacyjny, który steruje tranzystorem szeregowym. Wzmacniacz ten porównuje napięcie wyjściowe doprowadzone do wejścia nieodwracającego z punktu A, z napięciem referencyjnym U_{ref} . Napięcie referencyjne jest odniesione do punktu B. Zatem stabilizacja napięcia przeprowadzana jest pomiędzy punktami A i B.



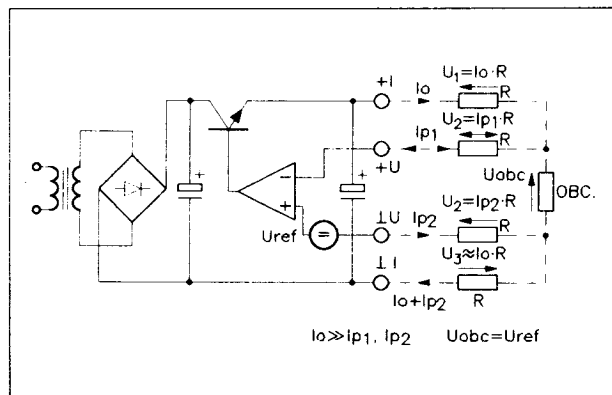
Rys. 1 Uproszczony schemat zasilacza

Po dołączeniu obciążenia napięcie wyjściowe zasilacza praktycznie nie ulega zmianie. Jednakże napięcie na obciążeniu nie będzie dokładnie równe napięciu wyjściowemu, za sprawą szeregowych rezystancji przewodów doprowadzających, oraz rezystancji na stykach zacisków wyjściowych.

Oznaczając te rezystancje jako R , a prąd pobierany z zasilacza jako I_o można obliczyć spadek napięcia $U_1 = I_o \cdot R$. Zatem napięcie na obciążeniu będzie miało wartość $U_{obc} = U_{ref} - 2 \cdot U_1$. W praktyce rezystancja R wynosi ok. $0,1 \div 0,2 \Omega$, co wydaje się wartością niewielką. Dla prądu wyjściowego $I_o = 4A$ spadek napięcia dla takiej "niewielkiej" wartości rezystancji wynosi $0,8 \div 1,6V$. Zasilając na przykład układy TTL, wymagające napięcia $+5V \pm 5\%$ może to spowodować problemy przy uruchamianiu układu. Problem ten można w pewnym stopniu rozwiązać ustawiając na wyjściu zasilacza napięcie nieco wyższe, w taki sposób, aby skompensować straty na doprowadzeniach. Metoda ta zdaje jednak tylko egzamin przy układach o stałym poborze prądu.

Znacznie lepszym wyjściem z sytuacji jest modyfikacja układu zasilacza przedstawiona na rysunku 2. W układzie tym rozdzielono przewody prądowe i napięciowe. Napięcie z obciążenia doprowadzone zostaje oddzielną parą przewodów do wzmacniacza operacyjnego. W torze napięciowym tak samo jak i w prądowym występują rezystancje omówione wcześniej. Nie sprawia to żadnych problemów, gdyż prąd pobierany przez wejście wzmacniacza i źródło napięcia referencyjnego wynosi kilka miliamperów, w związku z czym spadki napięcia w tym torze są minimalne. Prąd przepływający do wejścia wzmacniacza zaznaczono dwoma strzałkami, gdyż w zależności od rozwiązania układowego może on płynąć w różnych kierunkach. Taki układ zasilania gwarantuje stałość napięcia na obciążeniu dla różnych wartości prądu wyjściowego.

Kondensator umieszczony na wyjściu zasilacza powinien być dołączony pomiędzy zaciskami prądowymi. Każde inne dołączenie tego kondensatora spowoduje powstanie oscylacji napięcia wyjściowego. Zaciski wyjściowe umieszcza się na płycie czołowej w dwóch parach: +U +I, "masa U", "masa I". Umożliwia to połączenie ich "mostkiem" jeżeli nie jest wymagana praca ze stabilizacją napięcia na obciążeniu.



Rys. 2 Uproszczony schemat zasilacza z wyprowadzonym sprzężeniem zwrotnym

Zapewne niewielu Czytelników zdaje sobie sprawę z wielkości mocy zasilacza 3÷30 V/5 A. Moc wyjściowa przy maksymalnym napięciu i prądzie wynosi $P_{wy} = U_{wy} \cdot I_{wy} = 150 \text{ W}$. Moc pobierana z transformatora jest większa ($P_{tr} = 185 \text{ W}$), gdyż napięcie wejściowe stabilizatora powinno wynosić w opisywanym zasilaczu ok. 35÷37 V (napięcie stałe na kondensatorze filtru). Tak więc chcąc uzyskać podane parametry powinno się stosować transformator sieciowy o mocy 200 W.

Drugim aspektem są straty mocy w tranzystorze szeregowym T1 i stabilizatorze US2. Straty te związane są z wartością napięcia i prądu wyjściowego. Najbardziej niekorzystnym przypadkiem jest pobór maksymalnego prądu 5 A, przy minimalnym napięciu wyjściowym 3 V. Łączna moc strat T1 i US2 wyniesie wtedy $P_{tot} = (U_{we} - U_{wy}) \cdot I_{wy} = 170 \text{ W}!!!$ Odprowadzenie tak dużej mocy wymaga kilku tranzystorów połączonych równolegle zamontowanych na bardzo dużym radiatorze.

W celu ograniczenia strat mocy w elementach regulacyjnych w zasilaczu zastosowano układ automatycznego przełączania napięcia doprowadzanego z transformatora. W zależności od wartości napięcia wyjściowego układ zasilany jest napięciem pełnym (35÷37 V), lub obniżonym, doprowadzanym z odczepu transformatora (22÷24 V).

Do budowy zasilacza laboratoryjnego wybrano układ scalonego stabilizatora L 200. Układ ten posiada kilka zalet, do których można zaliczyć:

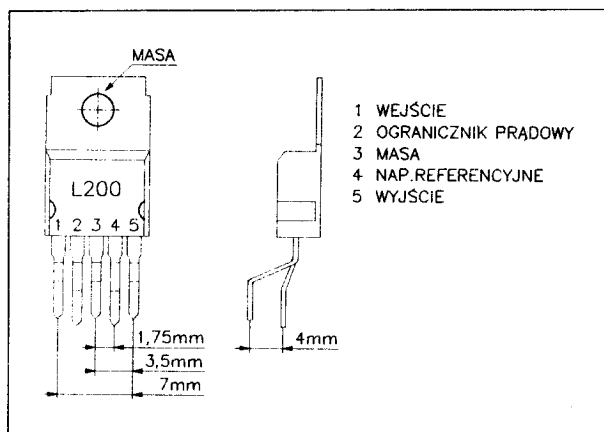
- duży prąd wyjściowy do 2 A
- zabezpieczenie przeciwzwarciowe
- zabezpieczenie przed przekroczeniem temperatury maksymalnej

W tabeli 1 zamieszczono parametry dopuszczalne układu.

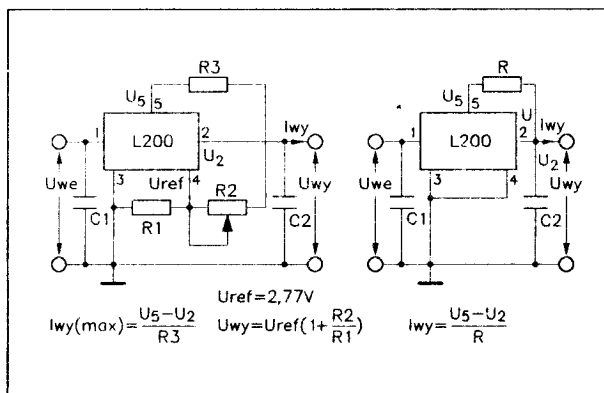
Tabela 1

Parametr	Oznaczenie	Wartość
Napięcie wejściowe	U_{we}	40 V
Impulsowe napięcie wejściowe (10 ms)	U_{we}	60 V
Różnica napięć pomiędzy wejściem i wyjściem	ΔU	32 V
Prąd wyjściowy	I_{wy}	wewnętrznie ograniczony
Moc tracona	P_{tot}	wewnętrznie ograniczona
Zakres temperatur pracy	T_{op}	-25÷150°C

Na rysunku 3 zamieszczono rozkład wyprowadzeń układu scalonego stabilizatora L 200, a na rysunku 4 schematy aplikacyjne zasilacza ze stabilizacją napięcia (rys. 4a) i prądu (rys. 4b).



Rys. 3 Rozkład wyprowadzeń układu L 200



Rys. 4 Schemat zasilacza ze stabilizacją napięcia i prądu

Opis układu

Napięcie zmienne z transformatora sieciowego przez styki przekątnika PK1 doprowadzone jest do mostka prostowniczego PR1 i dalej do kondensatora filtrującego C1. Układ stabilizatora US1 połączony jest z tranzystorem T1 pozwalającym zwiększyć maksymalny prąd wyj-

Masa wyjściowa zasilacza łączy się z masą pozostałych układów na ujemnej okładce kondensatora C1, co zaznaczono na schemacie ideowym. Pozwala to na wyeliminowanie zakłóceń związanych z przepływem prądu wyjściowego.

Dzielnik napięciowy R6, R7, P3 pozwala na dołączenie do punktów "C" i "B" miliwoltomierza mierzącego napięcie wyjściowe zasilacza. Przy "pracy cztero-zaciskowej" pomiar napięcia przeprowadzany jest na obciążeniu. Potencjometr P3 pozwala na dokładną regulację wskazań miliwoltomierza. Dla napięcia wyjściowego 30 V napięcie pomiędzy punktami "C" i "B" wynosi 300 mV. W obwodzie masy prądowej (zacisk "masa I") umieszczony został rezystor R5 przeznaczony do pomiaru prądu wyjściowego zasilacza (punkty "B" i "A"). Pomiar ten jest obciążony pewnym błędem wynikającym z prądu spoczynkowego układu US2, oraz prądu dzielnika napięciowego P2, R27, P9.

Do zasilania pozostałych układów zastosowano odrębny kondensator filtrujący C2. Jest on oddzielony diodą D1 od kondensatora C1. Dioda ta ogranicza napięcie tętnień na kondensatorze C2 podczas pobierania dużego prądu z wyjścia zasilacza.

W układzie automatycznego przełączania napięcia wyjściowego zastosowano wzmacniacz operacyjny US3 pracujący jako komparator. Porównuje on napięcie wyjściowe zasilacza z napięciem diody Zenera D5. Potencjometr P4 pozwala na ustawienie napięcia przełączania w pobliżu 16,5 V. Typowe, często spotykane napięcia zasilające to 15 i 18 V, tak więc napięcie przełączania leży pomiędzy tymi napięciami. Komparator posiada wbudowaną pętlę histerezy o wartości ok. 1 V, której szerokość zależy od rezystora R10. Tranzystory T2 i T3 tworzą układ źródła prądowego włączanego przez komparator. W obciążeniu źródła umieszczona jest cewka przekaźnika PK1. Zastosowanie źródła prądowego zostało podyktowane zmieniającym się napięciem wyjściowym. Dodatkową korzyścią jest także możliwość stosowania przekaźników o różnych napięciach pracy od 5 V do 24 V. Prąd źródła reguluje się przez dobranie wartości rezystora R8. Dioda świecąca D6 sygnalizuje włączenie wyższego napięcia zasilającego układ.

Tranzystor T7 pełni funkcję pomocniczego stabilizatora napięcia zasilającego układ licznika rewersyjnego US4 (MCY 74029), przeznaczony do przełączania wcześniej ustawionych napięć wyjściowych. Licznik pełni tu funkcję rejestru z wpisem równoległym. Naciśnięcie jednego z włączników WŁ2÷WŁ5 powoduje wpisanie jedynki logicznej na odpowiednie wyjście Q1÷Q4. Wymusza to zapalenie jednej z diod świecących D15÷D18, oraz włączenie źródła prądowego T4, T5, a za jego pośrednictwem przekaźnika PK2. Styki przekaźnika odłączają wtedy potencjometr regulacji ręcznej P2 od nóżki 4 układu US1, a dołączają do niej dzielniki R22÷R26 i P5÷P8. Wpisanie jedynki logicznej na wyjście Q1 spowoduje włączenie tranzystora T8, a w efekcie pojawienie się na wyjściu zasilacza napięcia ustawionego po-

tencjometrem P5. Podobnie wciśnięcie włącznika WŁ2 powoduje wpisanie jedynki na wyjście Q2 i włączenie tranzystora T9 itd.

Włącznikiem WŁ1 kasuje się zawartość licznika US4. W takim przypadku nie świeci się żadna z diod D15÷D18. Tranzystor T12 zostaje zablokowany, zapala się dioda D19 sygnalizująca regulację ręczną, przekaźnik PK2 zostaje zwolniony, dołączając potencjometr P2 do wejścia stabilizatora US1.

Montaż i uruchomienie

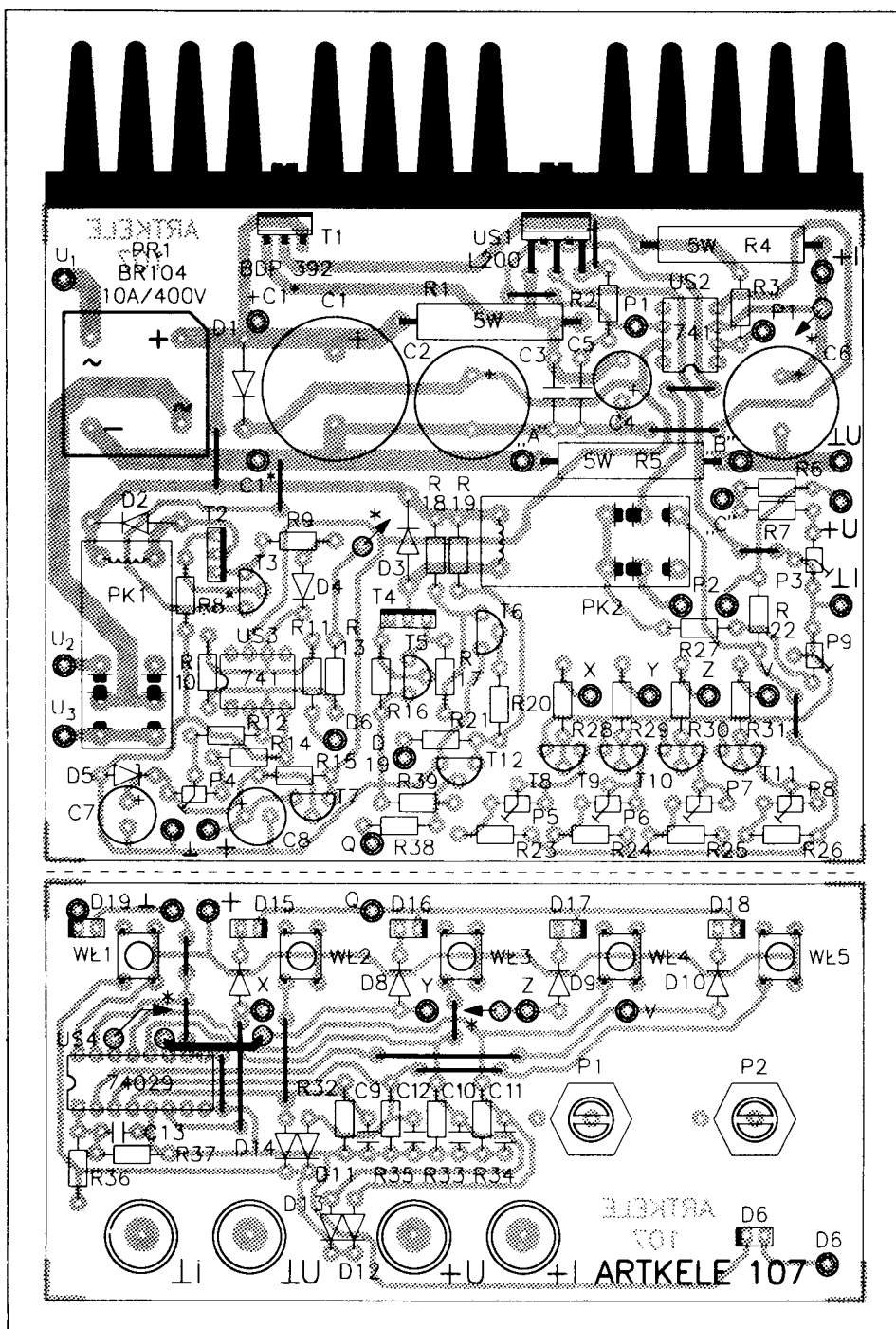
Płytkę zasilacza podzielono na dwa obszary. Na pierwszym zamontowane zostały układy US1÷US3, oraz potencjometry montażowe i przekaźniki. Drugi obszar płytki to panel przedni z włącznikami WŁ1÷WŁ5, układem US4 i diodami świecącymi sygnalizującymi stan zasilacza. Elementy zamontowane na tej płytce zaznaczono na schemacie ideowym obwódką z linii przerywanej. Płytkę drukowaną można rozciąć na dwie części wzdłuż linii przerywanej.

Połączenia pomiędzy obiema częściami zasilacza wykonuje się odcinkami przewodu izolowanego. Łącząc ze sobą punkty: masa, +, Q, X, Y, Z, V, D19, D6. Dodatkowo w części stabilizatora należy wykonać połączenie przewodem pomiędzy punktami oznaczonymi gwiazdką. Na panelu czołowym także wykonuje się dwa połączenia przewodem. Jedno z nich zaznaczono grubą linią na rysunku montażowym, a drugie strzałkami i gwiazdką.

Na płytce drukowanej przewidziano miejsce na miniaturowy kondensator elektrolityczny 4700 μ F/40 V produkcji zachodniej. Jeżeli nie uda się zakupić takiego kondensatora można zamontować kondensator o mniejszej pojemności – 1000 μ F/40 V, z którym połączony jest równolegle drugi, o większej pojemności – 4700 μ F/40 V, umieszczony poza płytką. Do podłączenia drugiego kondensatora przeznaczone są pola lutownicze +C1* i C1*.

Mostek prostowniczy powinien być zamontowany nad płytką drukowaną, na pełnej długości nóżkach, które pozwalają lepiej odprowadzać ciepło. Tak samo rezystory R1, R4, R5 powinny zostać zamontowane ok. 1 cm nad płytką drukowaną. Mostek prostowniczy może zostać zastąpiony czterema diodami o prądzie maksymalnym 5 A i napięciu wstecznym 200 V.

Tranzystor T1 i układ US1 umieszczone są na krawędzi płytki drukowanej, co pozwala na przykręcenie ich do radiatora. Tranzystor T1 powinien być odizolowany od radiatora przekładką mikową, gdyż na jego metalowej obudowie występuje napięcie takie samo jak na wyjściu zasilacza. Miejsce styku radiatora z tranzystorem i układem scalonym smaruje się smarem silikonowym poprawiającym przewodność cieplną połączenia. Na radiator wybrano profil aluminiowy jednostronnie żeźbrowany o długości 12 cm. Radiator jest na potencjale masy napięciowej i w związku z tym nie powinien stykać się z metalowymi elementami obudowy.



Rys. 6 Rozmieszczenie elementów

W przypadku budowy zasilacza o wydajności prądowej do 2 A można zrezygnować z montowania tranzystora T1. W takim przypadku w miejsce rezystora R1 montuje się zwórkę wykonaną z drutu.

Płytkę drukowaną zaprojektowano pod zamontowanie przekąźników RM 82 produkcji polskiej. Nic nie stoi na przeszkodzie, aby zastosować inny typ przekąźników. Należy tylko pamiętać, aby prąd maksymalny przekąźnika PK1 był co najmniej równy 16A, co podyktowane jest dużą wartością prądu ładowania kondensatora C1. Inny typ przekąźników można zamontować przez przylutowanie do ich nóżek odcinków sztywnego przewodu ($\phi 0,8 \div 1$ mm), które wlotowuje się w płytkę drukowaną.

Napięcie robocze cewki przekąźnika może zawierać się w granicach $5 \div 24$ V. W zależności od typu zastosowanych przekąźników konieczne jest obliczenie wartości rezystorów R8 i R16.

W tym celu należy zmierzyć prąd I_p pobierany przez cewkę przy zasilaniu przekąźnika napięciem znamionowym. Wartość rezystorów oblicza się z prostej zależności:

$$R [\Omega] = \frac{0,6 V}{I_p [A]}$$

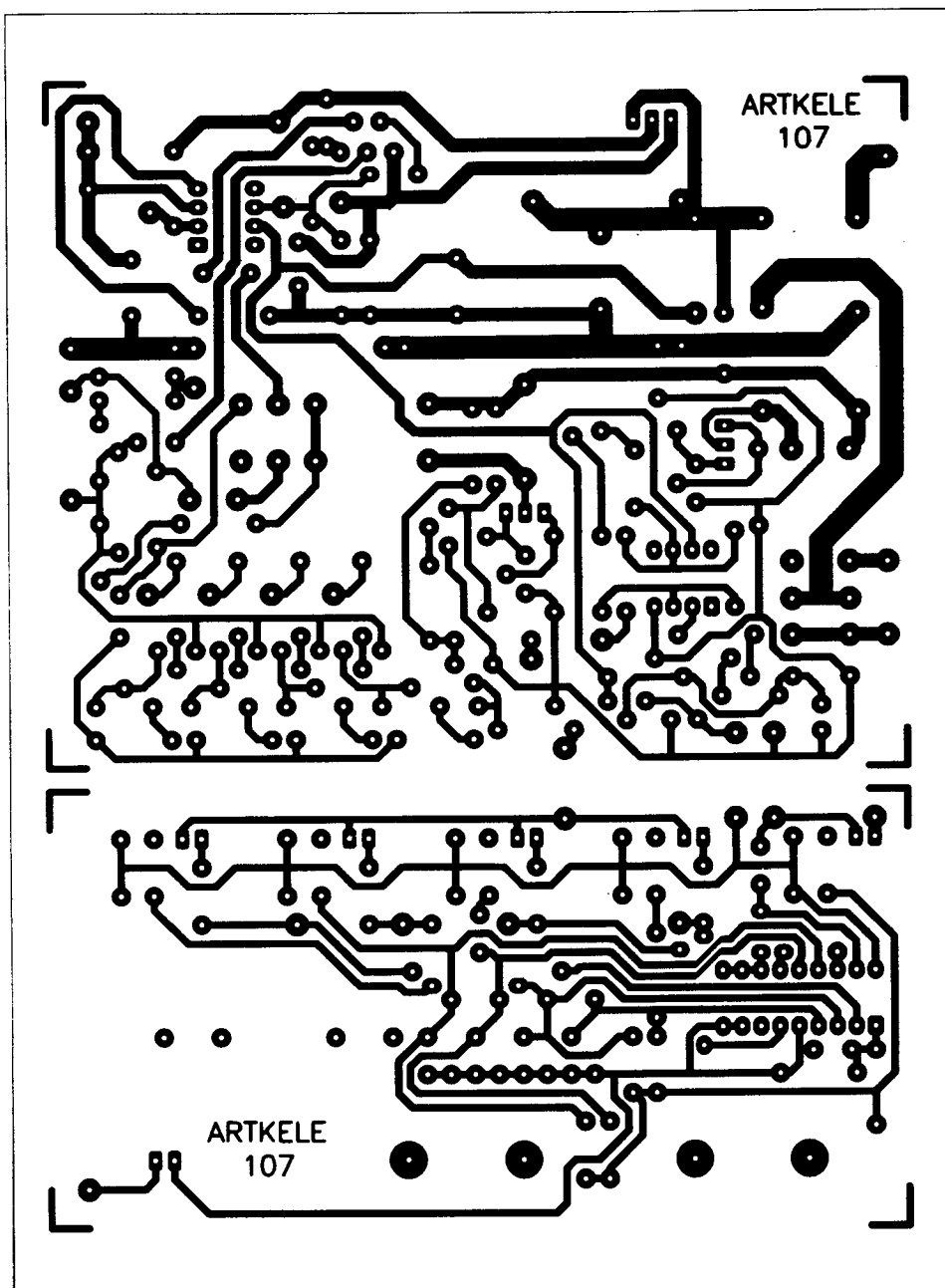
Na schemacie podano wartości rezystorów dla przekąźników RM na napięcie znamionowe 12 V, których prąd cewki wynosi ok. 50 mA.

Podana na schemacie wartość rezystora R4 pozwala na uzyskanie maksymalnego prądu wyjściowego 4,5 A.

Chcąc osiągnąć pełny prąd wyjściowy 5 A należy równolegle do tego rezystora przylutować drugi o wartości 0,82 Ω .

Wyprowadzenia potencjometrów P1 i P2 wlotowuje się w otwory oznaczone P1 i P2. Kolejność wyprowadzeń należy dobrać doświadczalnie, tak aby kręcąc zgodnie z ruchem wskazówek zegara zwiększać napięcie i prąd wyjściowy.

W modelowym rozwiązaniu zasilacza zastosowano dwa transformatory TS 100/24, połączone szeregowo (w jednym z transformatorów wykorzystano tylko jedno uzwojenie wtórne). Z transformatorów odwinęto część zwojów tak, aby napięcie stałe na kondensatorze C1 wynosiło 35 V bez poboru prądu. Przy dołączeniu odczepu do mostka napięcie stałe powinno spaść do wartości 24 V.



Rys. 7 Schemat płytki drukowanej

Dobierając inny transformator z wykazu zamieszczonego w PE 8÷10/93 należy pamiętać, że podane tam napięcia wyjściowe mierzone są przy prądzie obciążenia podanym w tabeli. W biegu jałowym transformatora napięcia wyjściowe mogą być wyższe o ok. 10÷15%. Doprowadzenie napięcia wyższego niż 35 V może spowodować uszkodzenie układu US1.

Uruchomianie zasilacza rozpoczyna się bez wlutowanego tranzystora T1 i układu US1. Po włączeniu zasilania powinna zapalić się dioda D19 sygnalizująca ręczną regulację napięcia wyjściowego. Potencjometrem P4 ustawia się napięcie 16,5 V na jego suwaku. Wciśnięcie włącznika WŁ2 powinno spowodować włączenie (stuknięcie) przekaźnika PK2 i zapalenie diody D15, równocześnie gaśnie dioda D19. Kolejne wciskanie włączników WŁ3÷WŁ5 zmienia zapalanie się diod. W trakcie tych przełączeń przekaźnik PK2 nie powinien wyłączać się. Naciśnięcie włącznika WŁ1 powoduje zapalenie diody D19 i zwolnienie przekaźnika (stuknięcie).

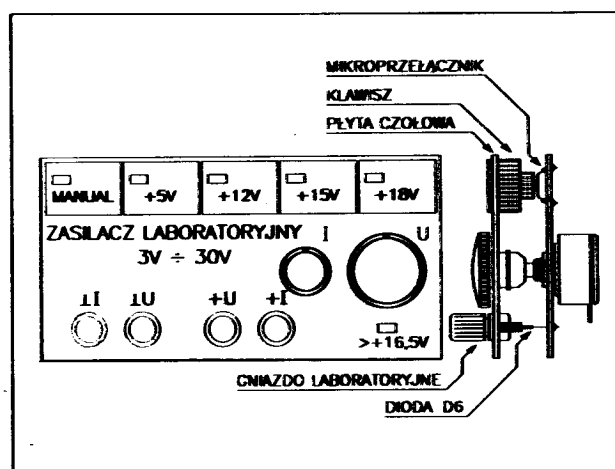
Po sprawdzeniu funkcjonowania układów przełączających można wlutować tranzystor i układ scalony.

UWAGA! Jeżeli zasilacz będzie pracował "dwuzaciskowo" wyjścia +I i +U, oraz "masa I" i "masa U" muszą być połączone ze sobą. W przeciwnym wypadku napięcie wyjściowe osiągnie wartość maksymalną ok 35 V.

Po włączeniu potencjometrem P1 ustawiasz maksymalne napięcie wyjściowe (potencjometr skreślony w prawo do oporu). Potencjometrem P9 reguluje się wartość napięcia na 30 V. Nie zmieniając napięcia wyjściowego (30 V) potencjometrem P3 ustawia się napięcie mierzone pomiędzy punktami "C" i "B" na 300 mV. W tym czasie dioda D6 powinna się świecić. Zmniejszając napięcie na wyjściu należy sprawdzić, czy dioda D6 zgaśnie w okolicy 16,5 V, równocześnie powinno się słyszeć stuknięcie przekaźnika PK1. Minimalne napięcie wyjściowe zasilacza wynosi ok. 2,7 V.

Włączając kolejno przełączniki WŁ1÷WŁ5 potencjometrami P5÷P8 ustawia się napięcia wyjściowe 5, 12, 15, 18 V.

Na koniec pozostaje jeszcze sprawdzenie ogranicznika prądowego. W tym celu do wyjścia zasilacza należy podłączyć rezystor 1 Ω 5 W. Mierząc amperomierzem prąd wyjściowy zwiększa się wartość napięcia wyjściowego. Potencjometrem P2 powinno się uzyskać regulację prądu wyjściowego w zakresie od 100 mA do 5 A.



Rys. 8 Wygląd płyty czołowej zasilacza

Propozycję konstrukcji płyty czołowej zasilacza zamieszczono na rys. 8. Gniazda wyjściowe mocowane są bezpośrednio do płyty czołowej i połączone odcinkiem przewodu z płytką drukowaną. Odległość płytki drukowanej od płyty podyktowana jest długością osi potencjometrów P1 i P2, które umocowane są na płytce drukowanej. Pod tym kątem należy także dobrać długość nóżek diod świecących, tak aby umieścić je na równi z płytą czołową. Klawisze można wykonać w sposób opisany w artykule pt. "Częstościomierz" PE 9/93.

Wykaz elementów

US1	- L 200
US2, US3	- ULY 7741 (μ A 741, LM 741)
US4	- MCY 74029 (CD 4029)
T1	- BDP 392 (BDP 394, 396) patrz opis w tekście
T2, T4	- BD 135 (BD 137, 139)
T3, T5	- BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T6, T8 ÷ T12	- BC 237B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$ i $U_{CEmax} \geq 40$ V
T7	- BC 337-16
D1 ÷ D3	- BYP 401-100 (1N4002 ÷ 7)
D4	- BZP 683 C3V9 (BZX 79 na napięcie Zenera 3,9 V)
D5	- BZP 683 C18 (BZX 79 na napięcie Zenera 18 V)
D6, D19	- dioda elektroluminescencyjna, prostokątna 2,5×5 mm kolor świecenia czerwony
D7 ÷ D14	- BAVP 17 ÷ 21 (1N4148)
D15 ÷ D18	- dioda elektroluminescencyjna, prostokątna 2,5×5 mm kolor świecenia zielony

PR1	- mostek prostowniczy 10 A/400 V np. BR 104
R1	- 0,51 Ω /5 W typ RDO 5
R2, R24,	
R25, R36	- 1 k Ω /0,125 W
R3, R7	- 470 Ω /0,125 W
R4, R5	- 0,1 Ω /5 W typ RDO 5
R6, R32 ÷ R35,	
R37	- 100 k Ω /0,125 W
R8, R16	- 12 Ω /0,125 W patrz opis w tekście
R9, R12, R13	- 10 k Ω /0,125 W
R10	- 330 k Ω /0,125 W
R11	- 3,3 k Ω /0,5 W
R14, R20,	
R28 ÷ R31	- 22 k Ω /0,125 W
R15	- 1 k Ω /0,25 W
R17, R18,	
R22, R23	- 6,2 k Ω /0,125 W
R19	- 1,8 k Ω /0,25 W
R21	- 1,5 k Ω /0,25 W
R26	- 750 Ω /0,125 W
R27	- 820 Ω /0,125 W
P1	- 100 k Ω - A typ PR 162, PR 164, PR 167, PRP 167 (średnica 16 mm)
P2	- 10 k Ω - A typ DM 102, DM 106, DM 107 (dziesięcio-obrotowy)
P3, P7, P8	- 1 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P4	- 4,7 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P5, P6	- 2,2 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
P9	- 470 Ω typ TVP 1232 "stojący"
C1	- 4700 μ F/40 V (prod. zachodniej - miniatury)
C2	- 220 μ F/40 V typ 04/U
C3, C5	- 100 nF/100 V typ MKSE-018-02
C4	- 10 μ F/40 V typ 04/U
C6	- 220 μ F/40 V typ 04/U
C7	- 47 μ F/25 V typ 04/U
C8	- 10 μ F/25 V typ 04/U
C9 ÷ C12	- 47 nF typ KFP
C13	- 10 nF typ KFP
PK1	- RM 81P/12 V/16 A patrz opis w tekście
PK2	- RM 82P/12 V/8 A patrz opis w tekście
WŁ1 ÷ WŁ5	- mikrowłazniki
płytką drukowaną numer 107	

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 41.300 zł + koszty wysyłki.

◇ Ireneusz Konieczny

Wzmacniacz akustyczny dużej mocy

W artykule opisujemy wzmacniacz o mocy wyjściowej 150 W/8 Ω . Konstrukcja takiego wzmacniacza wymaga jednak stosunkowo dużego doświadczenia, dlatego też proponujemy, aby za budowę tego urządzenia zabrali się tylko amatorzy z praktyką w budowaniu tego typu urządzeń. Duża moc wyjściowa wzmacniacza na impedancji obciążenia

8 Ω wymaga stosowania wysokich napięć zasilających (± 58 V), co wymusza zachowanie szczególnej ostrożności przy uruchamianiu i podczas eksploatacji. Prosimy więc nie dziwić się, że kilkakrotnie w treści artykułu zamieścimy stosowne uwagi i zalecenia.

Zasady prenumeraty

Prenumeratę przyjmujemy począwszy od pierwszego numeru za rok 1994 – po otrzymaniu przez Wydawnictwo ARTKELE kuponu wpłaty. Aby mieć gwarancję, że prenumerata rozpocznie się od pierwszego numeru prosimy dokonać wpłaty odpowiednio wcześniej, tak aby wypełniony kupon dotarł do Wydawnictwa w terminie do 15 grudnia 1993.

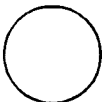
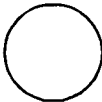
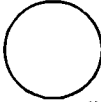
Wypełniając kupon należy wpisać:

- kwotę (cyframi i słownie) równą wartości zamawianych numerów czasopisma.
- imię i nazwisko oraz adres (koniecznie z kodem pocztowym) prenumeratora. Prosimy o czytelne wypełnienie kuponu, gdyż pozwoli to uniknąć pomyłek.
- odcinek przekazu "Pokwitowanie dla wpłacającego" prosimy zachować.

- zaprenumerowane egzemplarze czasopisma będą wysyłane na adres wskazany przez zamawiającego na odcinku przekazu "Odcinek dla posiadacza rachunku" w rubryce "Adres wysyłki".

- Wydawnictwo ARTKELE nie ponosi odpowiedzialności za problemy wynikłe z błędnego wypełnienia przekazu.

Cena dla prenumeratorów wynosi 12.000 zł wraz z kosztami wysyłki za jeden egzemplarz pisma Praktyczny Elektronik do końca 1994 roku. Wydawnictwo ARTKELE zastrzega sobie możliwość pobrania dopłaty od prenumeratora w przypadku zmiany stawek podatku VAT. W dniu, w którym oddajemy numer do druku nie posiadamy żadnych informacji na temat reguł podatkowych, które będą obowiązywały w przyszłym roku.

Pokwitowanie dla wpłacającego	Odcinek dla posiadacza rachunku	Odcinek dla banku
zł.....	zł.....	zł.....
słownie.....	słownie.....	słownie.....
wpłacający.....	wpłacający.....	wpłacający.....
dokładny adres.....	dokładny adres.....	dokładny adres.....
na rachunek:	na rachunek:	na rachunek:
ARTKELE ul. Prosta 11, Zielona Góra	ARTKELE ul. Prosta 11, Zielona Góra	ARTKELE ul. Prosta 11, Zielona Góra
Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541
		
datownik podpis przyjm.	datownik podpis przyjm.	datownik podpis przyjm.
Opłata zł.....	Opłata zł.....	Opłata zł.....

Moje zainteresowanie elektroniką zaczęło się od budowy wzmacniaczy akustycznych. Nie stanowi to wyjątku wśród początkujących elektroników. Wielu amatorów zwraca się z prośbami o przedstawienie wzmacniacza dużej mocy, o bardzo dobrych parametrach. Postanowiłem zatem opracować konstrukcję takiego wzmacniacza.

Obecnie wzmacniacze o bardzo dużych mocach wyjściowych najczęściej buduje się w układzie mostkowym. Wynika to z maksymalnych napięć kolektor-emiter tranzystorów mocy przeznaczonych do zastosowań liniowych. Wadą wzmacniaczy mostkowych jest kosztowny układ, na który składają się praktycznie dwa wzmacniacze, oraz mniejsza sprawność energetyczna.

W układzie wzmacniacza zastosowałem konwencjonalne, powszechnie sprawdzone rozwiązania. Daje to dużą gwarancję, że konstrukcja nie powinna sprawić większych niespodzianek. Drugą zaletą takiego podejścia do tematu jest możliwość stosowania różnych typów tranzystorów. Przy niewielkiej przeróbce układu, polegającej na zamontowaniu dodatkowych tranzystorów końcowych można zwiększyć moc wyjściową do 250 W dla impedancji obciążenia 4 Ω .

Przed przystąpieniem do opisu układu przytoczę kilka podstawowych zależności, które wymuszają okre-

ślone parametry. Moc wyjściową wzmacniacza można obliczyć na podstawie wzoru:

$$P_{wy} = U_{sk} \cdot I_{sk} = \frac{U_{sk}^2}{R_{obc}}$$

Podstawiając do wzoru założoną moc wyjściową 150 W i rezystancję obciążenia, otrzymamy wartość skuteczną napięcia wyjściowego – $U_{sk} = 34,6$ V. wartość ta odpowiada amplitudzie napięcia na wyjściu wynoszącej:

$$U_{sz} = \sqrt{2} \cdot U_{sk} = 1,41 \cdot U_{sk} = 48,9 \text{ V}$$

Wartość skuteczna prądu płynącego przez obciążenie wynosi:

$$I_{sk} = \frac{U_{sk}}{R_{obc}} = 4,3 \text{ A}$$

Podobnie można obliczyć wartość szczytową prądu obciążenia:

$$I_{sz} = \frac{U_{sz}}{R_{obc}} = 6,1 \text{ A}$$

Zamawiam prawnicę: «Praktyczny Elektronik»				Zamawiam prawnicę: «Praktyczny Elektronik»				Zamawiam prawnicę: «Praktyczny Elektronik»			
wybrany okres prawnicy zaznaczyć krzyżykiem				wybrany okres prawnicy zaznaczyć krzyżykiem				wybrany okres prawnicy zaznaczyć krzyżykiem			
I kwartał 1994r. 36.000,-	II kwartał 1994r. 36.000,-	III kwartał 1994r. 36.000,-	IV kwartał 1994r. 36.000,-	I kwartał 1994r. 36.000,-	II kwartał 1994r. 36.000,-	III kwartał 1994r. 36.000,-	IV kwartał 1994r. 36.000,-	I kwartał 1994r. 36.000,-	II kwartał 1994r. 36.000,-	III kwartał 1994r. 36.000,-	IV kwartał 1994r. 36.000,-
Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki - 12.000,-zł				Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki - 12.000,-zł				Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki - 12.000,-zł			
----- ADRES WYSYŁKI: -----				----- ADRES WYSYŁKI: -----				----- ADRES WYSYŁKI: -----			
nazwisko (lub firma)				nazwisko (lub firma)				nazwisko (lub firma)			
----- ulica/numer domu -----				----- ulica/numer domu -----				----- ulica/numer domu -----			
-				-				-			
kod pocztowy				kod pocztowy				kod pocztowy			
----- mięscowość -----				----- mięscowość -----				----- mięscowość -----			
kupon ważny do 15.12.1993r.				kupon ważny do 15.12.1993r.				kupon ważny do 15.12.1993r.			

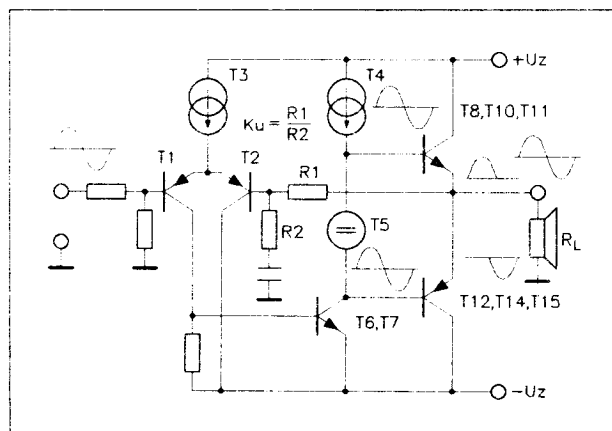
Zakładając spadki napięcia na: tranzystorach stopnia końcowego, rezystorach emiterowych (wyrównawczych), oraz spadek napięcia zasilającego wywołany poborem dużego prądu przyjęto napięcie zasilające równe ± 58 V, a więc blisko o 20% wyższe niż wynika to z uproszczonych obliczeń.

Wzory te przytaczam celowo, aby uzmysłowić wszystkim Czytelnikom konieczność stosowania tak wysokiego napięcia zasilania wzmacniacza. Proponuję we własnym zakresie wykonanie obliczeń które wykażą duży spadek mocy wyjściowej przy niższym napięciu zasilającym.

UWAGA! Napięcie zasilające wzmacniacz wynosi ± 58 V, a pomiędzy dwoma biegunami zasilacza 116 V. Jest to napięcie niebezpieczne dla zdrowia i życia. Należy o tym zawsze pamiętać i zachować szczególne środki ostrożności.

Opis układu

Na rysunku 1 zamieszczony został uproszczony schemat wzmacniacza mocy. W układzie można wyróżnić dwa stopnie wzmacniacza napięciowych, oraz wzmacniacz prądowy. Pierwszy stopień wzmocnienia zbudowano na wzmacniaczu różnicowym T1, T2. W emiterach tranzystorów umieszczone zostało źródło prądowe z tranzystorem T4. Zastosowanie źródła prądowego pozwala na zachowanie stałego prądu wzmacniacza różnicowego przy zmieniającym się napięciu zasilania, oraz zmniejszenie przydzwisku sieci.



Rys. 1 Uproszczony schemat wzmacniacza mocy

Z obciążenia tranzystora T1 sygnał zostaje doprowadzony do drugiego stopnia wzmacniacza napięciowego T7. Pomiedzy oba stopnie wtrącony został wtórnik emiterowy T6. Wtórnik ten spełnia dwa zadania. Pierwsze z nich to transformacja małej impedancji wejściowej tranzystora T7, pracującego w układzie ze wspólnym emiterem. Drugie zadanie polega na zminimalizowaniu szkodliwej modulacji pojemności złącza baza-kolektor w tranzystorze T7. Mała wartość rezy-

stora umieszczonego w bazie tranzystora T7 pozwala na szybkie rozładowanie tej pojemności, zwiększając tym samym pasmo przenoszenia wzmacniacza.

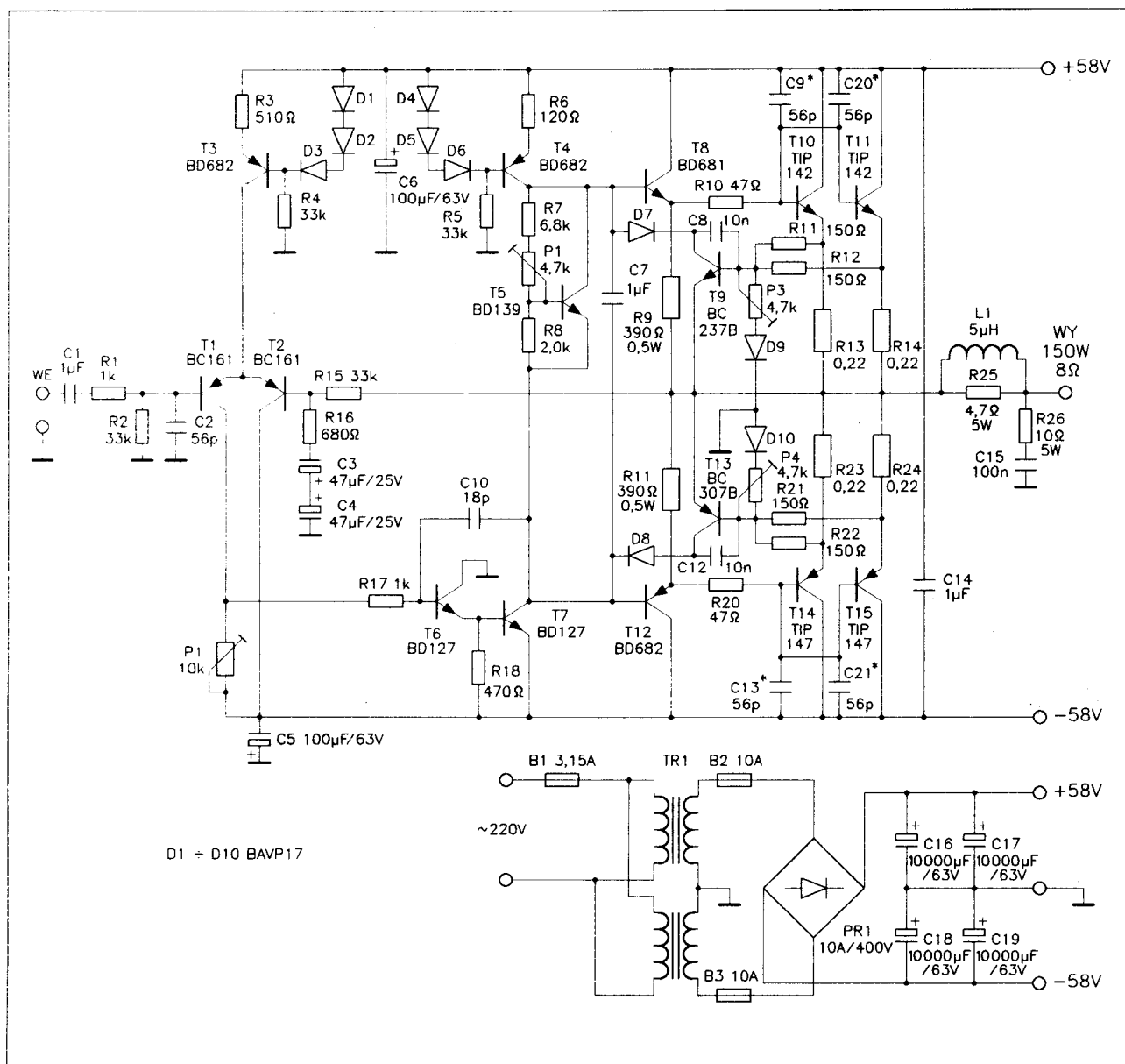
Obciążeniem tranzystora T7 jest drugie źródło prądowe z tranzystorem T4. Impedancja wewnętrzna źródła prądowego jest bardzo duża, zapewniając tym samym odpowiednie wzmocnienie w tym stopniu wzmacniacza. Do zalet źródła prądowego można też zaliczyć stałość impedancji dla dolnych częstotliwości pasma akustycznego. W efekcie rozwiązanie takie pozwala na poszerzenie od dołu pasma przenoszenia wzmacniacza. Drugą zaletą stosowania źródła prądowego jest zmniejszenie zniekształceń skrośnych widoczne szczególnie przy większych częstotliwościach akustycznych.

Tranzystory T8, T10, T11, oraz T12, T14, T15 tworzą przeciwobny wzmacniacz prądowy. Pierwsze trzy tranzystory przewodzą, dla dodatnich połówek sygnału, a pozostałe dla ujemnych. T8 i T12 spełniają funkcję tranzystorów sterujących właściwy stopień mocy w którym zastosowano równoległe połączenie tranzystorów, w emiterach których znajdują się oporniki wyrównujące R13, R14, R23, R24. Zadaniem rezystorów wyrównujących jest: wprowadzenie lokalnego sprzężenia zwrotnego poprawiającego stabilność temperaturową, równomierny rozptyw prądu pomiędzy tranzystorami tego samego typu, a także zmniejszenie zniekształceń nieliniowych na skutek poprawy symetrii układu.

Do prawidłowej pracy stopnia końcowego niezbędne jest wstępne spolaryzowanie tranzystorów mocy. Wywołuje ono przepływ niewielkiego prądu przez tranzystory mocy. Dzięki polaryzacji eliminuje się w bardzo dużym stopniu zniekształcenia skrośne powstające głównie w momencie przechodzenia przez zero sygnału akustycznego. Drugim bardzo ważnym zadaniem jest stabilizacja termiczna punktu pracy stopnia końcowego. W miarę rozgrzewania się tranzystorów napięcie baza-emiter ulega zmniejszeniu, zatem tranzystory zostają silniejysterowane i rozgrzewają się jeszcze mocniej. Może to doprowadzić do uszkodzenia wzmacniacza. Stabilizacja termiczna przeciwdziała temu niekorzystnemu zjawisku, zmniejszającysterowanie tranzystorów w miarę wzrostu ich temperatury. Elementem reagującym na zmiany temperatury jest tranzystor T5 umieszczony na radiatorze razem z tranzystorami sterującymi i tranzystorami mocy. Potencjometr P1 służy do regulacji prądu spoczynkowego.

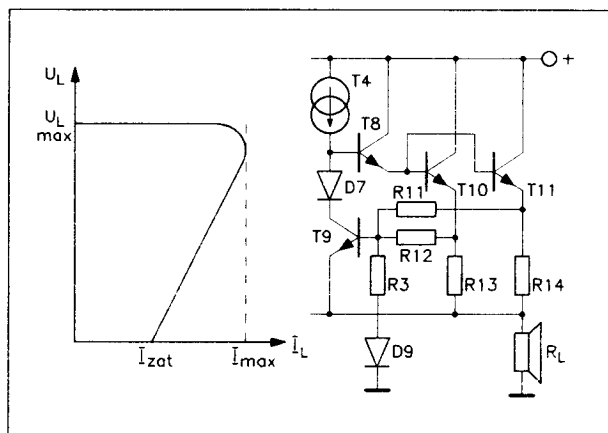
Pętla sprzężenia zwrotnego zamknięta jest przez rezystor R15, łączący wyjście wzmacniacza z parą różnicową na wejściu. Wzmocnienie w zamkniętej pętli wynosi ok. 48 V/V.

We wzmacniaczu zastosowano układ ogranicznika prądowego. Zabezpiecza on tranzystory mocy w przypadku zwarcia wyjścia do masy. Stosowanie bezpieczników topikowych umieszczonych w zasilaniu wzmacniacza niewiele pomaga, gdyż działają one zbyt wolno. Natomiast bezpieczniki półprzewodnikowe są trudno dostępne.

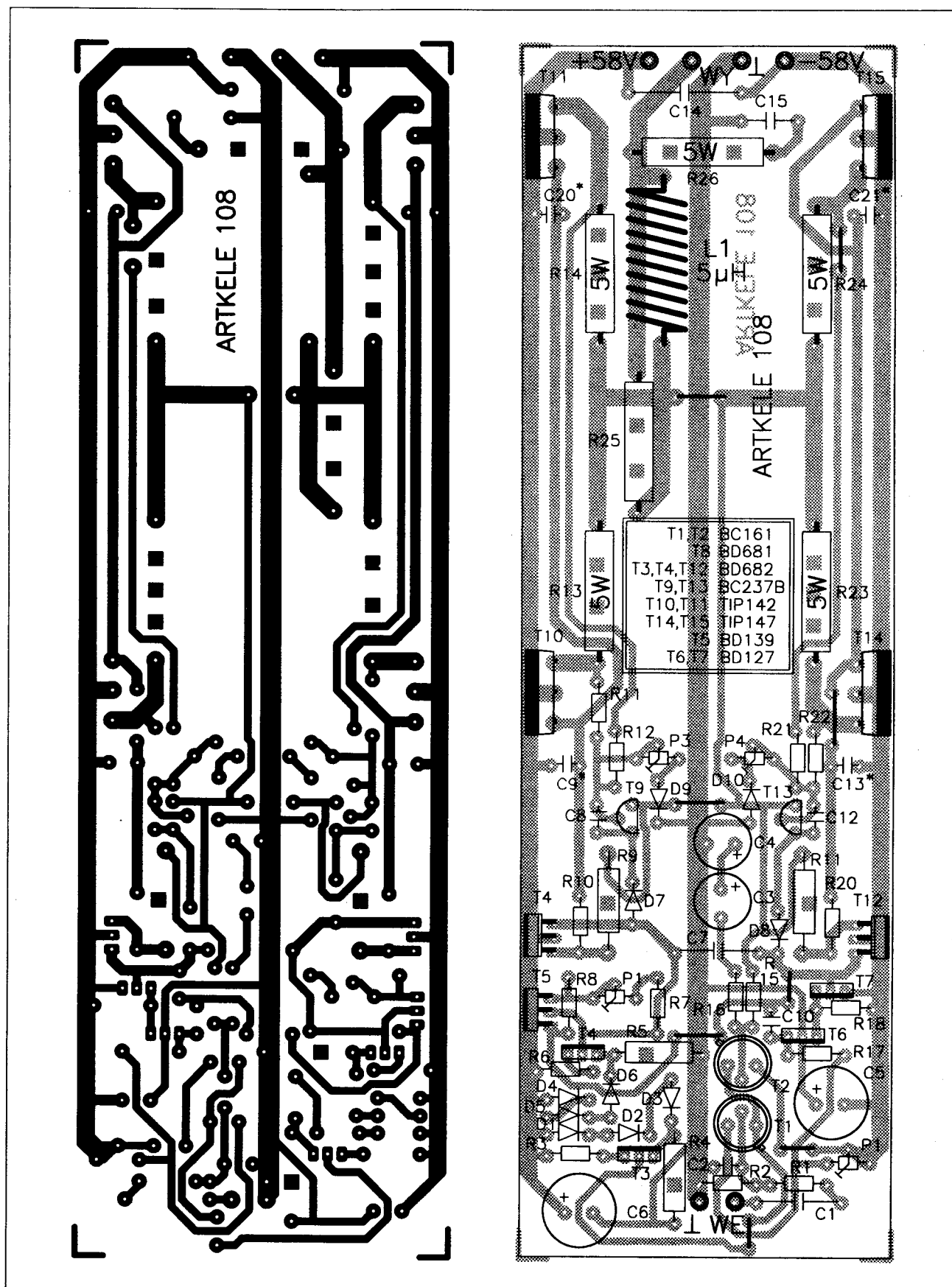


Rys. 2 Schemat ideowy wzmacniacza mocy

Fragment układu z ogranicznikiem dla dodatknych połówek napięcia przedstawiono na rys. 3. W czasie normalnej pracy wzmacniacza, gdy dołączone jest obciążenie spadek napięcia na rezystorach R11 i R12 utrzymuje tranzystor T9 w stanie zatkania, gdyż różnica napięć pomiędzy bazą, a emitern tranzystora T9 jest praktycznie równa zero (napięcie na emiterze T9 zmienia się w takt napięcia na wyjściu). W przypadku zwarcia wyjścia do masy, prąd płynący przez rezystory R13 i R14 wzrasta wielokrotnie otwierając tranzystor T9, który z kolei przytyka tranzystor sterujący T8. Po zadziałaniu ogranicznika prąd wyjściowy maleje. Jest to zjawisko pożądane, gdyż zmniejsza się w ten sposób straty mocy w tranzystorach końcowych. Diody D7, D9 chronią tranzystor T9 przed uszkodzeniem dla ujemnej połówki sygnału akustycznego.



Rys. 3 Schemat układu zabezpieczenia tranzystorów końcowych



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Na wyjściu wzmacniacza umieszczono zabezpieczenie przed obciążeniem o charakterze reaktancyjnym składające się z dwójnika R26, C15. Jak powszechnie wiadomo impedancja głośników rośnie wraz z częstotliwością, co może być przyczyną wzbudzenia się wzmacniacza na częstotliwościach ponadakustycznych. Wzbudzenia takie mogą doprowadzić do uszkodzenia tranzystorów mocy. Impedancja dwójnika R26, C15 maleje ze wzrostem częstotliwości kompensując wzrost impedancji zestawu głośnikowego.

Cewka powietrzna L1 połączona równolegle z rezystorem R25 zabezpiecza wzmacniacz przed obciążeniem o charakterze pojemnościowym typowym dla kolumn głośnikowych z rozbudowanymi zwrotnicami głośnikowymi. Także taki charakter obciążenia może powodować wzbudzenie się wzmacniacza. Zastosowanie dławika obniża nieznacznie górną częstotliwość graniczną wzmacniacza.

Wzmacniacz zasilany jest napięciem symetrycznym ± 58 V. Jako prostownik zastosowano mostek o prądzie maksymalnym 10 A, co związane jest z bardzo dużą pojemnością kondensatorów filtru. Pojemności $20.000 \mu\text{F}$ gwarantują dobre "depnięcie" wzmacniacza przy pełnej mocy wyjściowej.

Zastosowane w układzie tranzystory, T3, T4, T8, T10, T11, T12, T14, T15, są tranzystorami Darlingtona. Dla uproszczenia schematu ideowego narysowano je jako zwykłe (pojedyncze) tranzystory.

Podstawowe parametry wzmacniacza

Moc wyjściowa (sinus)	– 150 W/8 Ω
Moc wyjściowa muzyczna	– 200 W/8 Ω
Pasma przenoszenia	– 15 Hz ÷ 45 kHz (-3 dB)
Impedancja wejściowa	– 30 k Ω
Impedancja wyjściowa	– 25 m Ω
Znamionowe napięcie wejściowe	– 0,775 V
Stosunek sygnał zakłócenia (badania porównawcze)	– ≥ 90 dB
Zniekształcenia nieliniowe	
f = 1 kHz Pwy 150 W	– $\leq 0,2\%$
f = 1 kHz Pwy 100 W	– $\leq 0,05\%$
f = 10 Hz ÷ 20 kHz, Pwy = 80 W	– $\leq 0,1\%$

W następnym numerze zostanie opisany montaż układu, procedura uruchomienia wzmacniacza, parametry tranzystorów, kryteria ich doboru i inne pomocne wskazówki.

Płytką drukowaną numer 108.

Płytką drukowaną wysyłana jest za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 35.000 zł + koszty wysyłki.

Ciąg dalszy w następnym numerze.

Automatyczny wyłącznik ogrzewanej szyby tylnej w samochodzie

Problem oszczędzania akumulatora samochodowego poruszaliśmy już na łamach Praktycznego Elektronika dwukrotnie. Duże zainteresowanie Czytelników tą tematyką nasunęło nam nowy pomysł. Źródłem oszczędności w tym przypadku jest ogrzewana tylna szyba.

Ogrzewana szyba tylna w samochodzie jest urządzeniem energochłonnym. Pobiera ona w zależności od typu pojazdu od 200÷300 W. Włączenie ogrzewania stanowi więc duże obciążenie dla źródeł zasilania samochodu w energię elektryczną. W czasie jazdy za miastem alternator lub prądnica dostarczają do instalacji moc rzędu 400÷1000 W, co w pełni zaspokaja "apetyt" szyby.

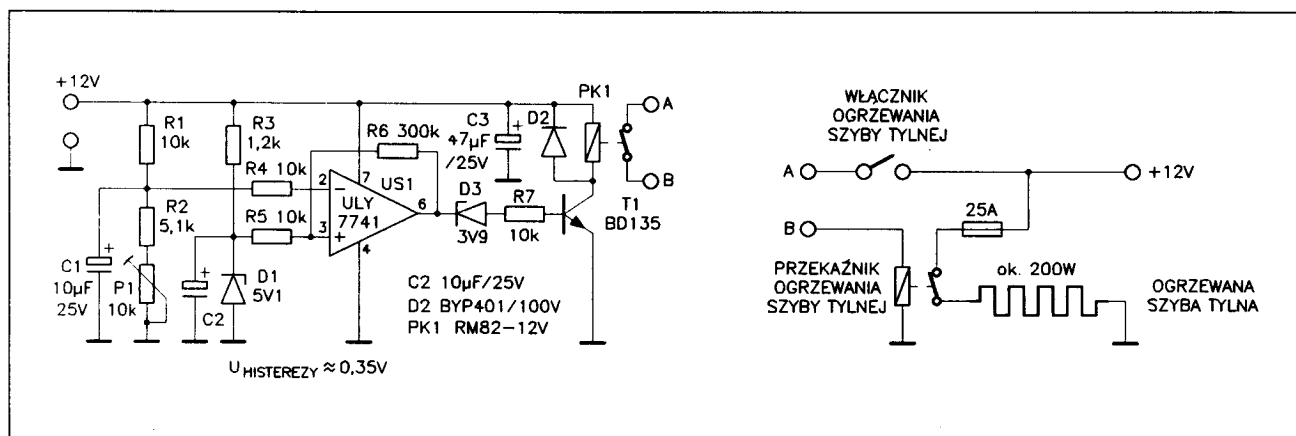
Zupełnie inaczej wygląda sprawa w jeździe miejskiej w trakcie której przez około 40÷50% czasu silnik pracuje na biegu jałowym. Podczas biegu jałowego prądnica nie dostarcza energii w ogóle. Lepszy pod tym względem jest alternator, ale także jego wydajność prądowa jest ograniczona. Zatem przy biegu jałowym sil-

nika i włączonym ogrzewaniu szyby, bilans energii jest ujemny. Przez cały ten czas prąd jest pobierany z akumulatora. Dodatkowo całą sprawę pogarsza jeszcze jazda z włączonymi światłami dziennymi.

Rozwiązaniem problemu jest automatyczne wyłączenie ogrzewania szyby w momencie przejścia silnika do biegu jałowego. Sygnałem o pracy silnika na biegu jałowym jest spadek napięcia na zaciskach akumulatora, co świadczy o spadku, lub zaniku ładowania.

Opis układu i uruchomienia

Zasada działania układu polega na porównywaniu przez komparator US1 napięcia wzorcowego z diody Zenera D1 z napięciem akumulatora. W przypadku gdy napięcie zasilające układ podzielone na dzielniku R1, R2, P1 jest niższe od napięcia diody Zenera, to na wyjściu komparatora jest stan wysoki i tranzystor T1 przewodzi włączając przełącznik PK1. Włączony przełącznik rozwiera styki wyłączając jednocześnie ogrzewanie szyby. Przy wzroście napięcia wyjście komparatora zmienia swój stan blokując tranzystor T1.



Rys. 1 Schemat ideowy automatycznego wyłącznika ogrzewania szyby

Potencjometrem P1 można ustawić poziom napięcia przy którym ogrzewanie szyby załącza się. Rezystor R6 wprowadza do układu pętlę histerezy o szerokości ok. 0,35 V. Po zamontowaniu układu może okazać się konieczne zwiększenie szerokości pętli (szerokość pętli histerezy rośnie wraz ze zmniejszaniem wartości rezystora R6), gdyż układ zacznie się wzbudzać, co objawia się ciągłym przełączaniem przekaźnika. Mechanizm powstawania wzbudzenia polega na spadku napięcia na akumulatorze pod wpływem włączenia ogrzewania szyby. Na taki spadek napięcia zareaguje układ wyłączając ogrzewanie, w wyniku czego napięcie na akumulatorze wzrośnie i ponownie spowoduje włączenie ogrzewania.

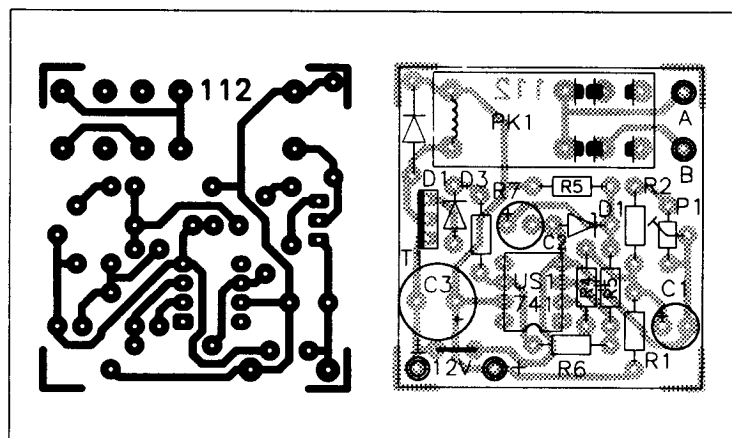
zwracali uwagę, że instalacja elektryczna ich samochodu nie zgadza się z podanym schematem połączeń. Wszystko to racja, ale rysunek miał na celu przedstawienie przykładowego połączenia. Niestety nawet samochody tej samej marki mogą posiadać różne wersje instalacji elektrycznej w zależności od okresu w którym były produkowane. Przykład instalacji zaczerpnąłem ze schematu mojego "malucha", w którym opisany układ sprawdzałem.

Wykaz elementów

US1	– ULY 7741 (μ A 741)
T1	– BD 135 (BD 137, 139)
D1	– BZP 683 C5V1 (ZX 79 na napięcie Zenera 5,1 V)
D2	– BYP 401-50÷1000 (1N4001÷07)
D3	– BZP 683 C3V9 (ZX 79 na napięcie Zenera 3,9 V)
R1, R4,	
R5, R7	– 10 k Ω /0,125 W
R2	– 5,1 k Ω /0,125 W
R3	– 1,2 k Ω /0,125 W
R6	– 330 k Ω /0,125 W
P1	– 10 k Ω typ TVP 1232 "stojący"
C1, C2	– 22 μ F/25 V typ 04/U
C3	– 47 μ F/25 V typ 04/U
PK1	– RM 81/12 V/16 A

płytki drukowanej numer 112

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 4.300 zł + koszty wysyłki.



Rys. 2 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Na rysunku 1 pokazano także schemat podłączenia układu do instalacji elektrycznej samochodu. Jest to tylko przykład demonstrujący ideę podłączenia. Rozwiązania instalacji w różnych markach samochodów mogą znacznie odbiegać od podanego przykładu.

Podobna sytuacja miała miejsce w artykule pt. "Regulator świateł dziennych w samochodzie" zamieszczonym w PE 9/93. Do redakcji nadeszło kilkanaście listów, w których Czytelnicy

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Układ logarytmujący

W poprzednim numerze *Praktycznego Elektronika* zamieszczony został schemat miernika wysterowania z pamięcią. W wersji podstawowej miernik nie posiada układu logarytmującego. Poniższy artykuł pozwala na zapoznanie się z zasadą pracy takiego układu. Prezentowany układ może też być wykorzystany w innych rozwiązaniach mierników wysterowania.

Podstawowym zadaniem układu logarytmującego jest zwiększenie dynamiki wskazań miernika. Dynamika jest tu rozumiana jako stosunek sygnału najsilniejszego do najłagodszego. Stosując zwykły miernik wychyłowy lub diodowy, o liniowej charakterystyce można kontrolować dynamikę sygnału w zakresie ok. $-20 \div +3$ dB. Poziomowi -20 dB odpowiada wychylenie wskazówki do 10% łuku podziałki. Pomiar napięć o poziomie -40 dB jest już praktycznie niemożliwy, gdyż wskazówka wychyli się do 1% długości podziałki. Z tego też względu w urządzeniach akustycznych stosuje się układy logarytmujące, które dzięki odpowiednio ukształtowanej charakterystyce wzmocnienia pozwalają na kontrolę napięć w szerszym zakresie $-50 \div +6$ dB.

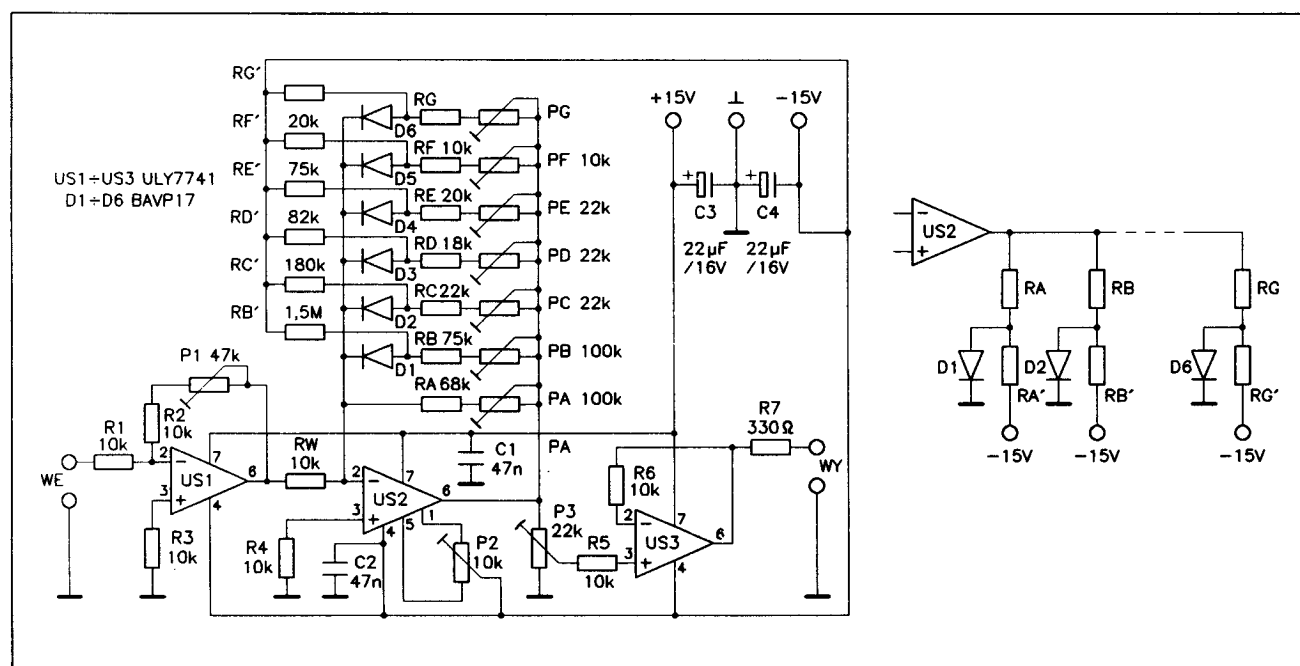
Najczęstszym rozwiązaniem w układach logarytmujących jest stosowanie aproksymacji charakterystyki logarytmicznej odcinkami prostymi. Błąd aproksymacji zależy od liczby odcinków i maleje ze wzrostem ich liczby. Dodatkową zaletą aproksymacji liniowej jest możliwość praktycznie dowolnego kształtowania skali miernika, tzn. rozciągania lub zagęszczania odpowiednich przedziałów. Zaprojektowany układ przeprowadza aproksymację charakterystyki logarytmicznej siedmioma odcinkami.

Opis układu

Układ logarytmujący i zasada jego działania są bardzo proste. Na wejściu układu znajduje się wzmacniacz wstępny odwracający fazę sygnału US1. Potencjometr P1 umożliwia regulację czułości układu, zmieniając wzmocnienie wzmacniacza. Za wzmacniaczem wstępnym umieszczony został właściwy układ logarytmujący. Jego wzmocnienie zależy od wielkości napięcia wejściowego. Dla małych napięć wejściowych diody D1÷D6 są zatkane, a wzmocnienie określone jest przez stosunek rezystorów $(R_A + P_A)/R_W$.

Po przekroczeniu przez napięcie wejściowe pewnego poziomu dioda D1 zaczyna przewodzić włączając tym samym rezystor R_B i potencjometr P_B w pętlę sprzężenia zwrotnego wzmacniacza US2. Wypadkowe wzmocnienie wyniesie wtedy: $(R_A + P_A) \parallel (R_B + P_B)/R_W$. Na podstawie tego wzoru można zauważyć, że wzmocnienie wzmacniacza zmaleje, na skutek równoległego połączenia rezystorów R_A i R_B . Dalszy wzrost napięcia wejściowego powoduje przewodzenie kolejnych diod i włączanie w układ następnych rezystorów $R_C \div R_G$, a w efekcie dalszy spadek wzmocnienia.

Poziom napięcia, przy którym włączają się diody D1÷D6 zależy od wartości rezystorów $R_B \div R_G$. Na rys. 1 obok schematu zamieszczony został rysunek poglądowy ilustrujący zasadę włączania diody D1 i D2. Rezystory R_B i $R_{B'}$ tworzą dzielnik napięciowy, podłączony jednym końcem do napięcia wyjściowego wzmacniacza US1, a drugim do ujemnego napięcia zasilania. Na rysunku 1 katoda diody połączona jest z masą.



Rys. 1 Schemat ideowy układu logarytmującego

W układzie rzeczywistym katoda dołączona jest do wejścia nieodwracającego wzmacniacza operacyjnego US2, które znajduje się na potencjale masy (tzw. masa pozorna). Zwiększanie się napięcia wyjściowego wzmacniacza pociąga za sobą wzrost napięcia na anodzie diody D1 (pierwotnie napięcie to jest niższe od 0 V). W momencie przekroczenia na anodzie napięcia $0,45 \div 0,5$ V dioda zaczyna przewodzić, włączając w obwód rezystor $R_{B'}$. Wartość rezystora $R_{B'}$ można obliczyć na podstawie wzoru:

$$R_{B'} [k\Omega] = \frac{U_z [V] + U_{D1} [V]}{U_{wy} [V] - U_{D1} [V]} \cdot R_B [k\Omega]$$

gdzie:

U_z – napięcie zasilania (w tym przypadku 15 V; znak minus pomija się)

U_{D1} – spadek napięcia na przewodzącej diodzie $0,45 \div 0,5$ V (spadek napięcia na przewodzącej diodzie krzemowej wynosi ok. 0,6 V, ale zaczyna

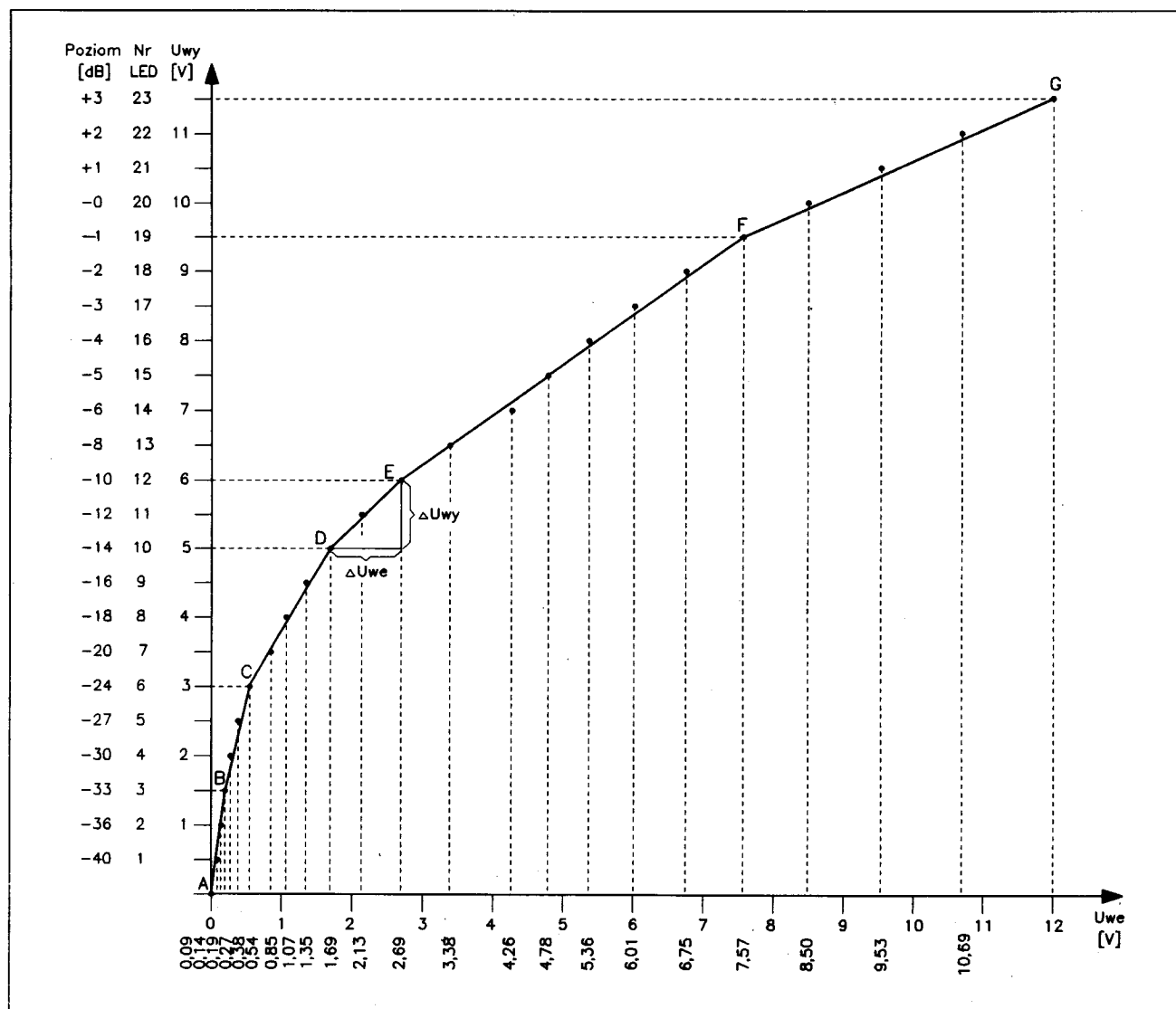
ona przewodzić już przy niższym napięciu i podana wyżej wartość dość dobrze sprawdza się w praktyce)

U_{wy} – napięcie na wyjściu wzmacniacza, przy którym ma nastąpić włączenie rezystora R_B w obwód sprzężenia zwrotnego

Na podstawie powyższego wzoru można obliczyć wartości wszystkich rezystorów $R_{B'} \div R_{G'}$. Rezystory decydują tylko o poziomie napięcia przy którym zostają włączone diody. Poza tym nie wywierają one żadnego bezpośredniego wpływu na wzmocnienie wzmacniacza.

Na wyjściu układu logarytmującego zastosowano wzmacniacz separujący US3, zapewniający małą impedancję wyjściową. Potencjometr P3 pozwala na regulację wartości napięcia wyjściowego.

W miernikuysterowania układ logarytmujący wtrącony jest pomiędzy prostownik, a wskaźnik (mikroamperomierz, układ sterowania linijką diodową). Zatem układ pracuje jako wzmacniacz napięcia wyprostowanego, zmieniającego się w takt sygnału akustycznego.



Rys. 2 Wykres do wyznaczania odcinków aproksymujących charakterystykę logarytmiczną

Montaż i uruchomienie

Przed przystąpieniem do montażu konieczne jest dostosowanie układu logarytmującego do poziomów napięć występujących w torze akustycznym. Obliczanie wartości poszczególnych elementów przedstawimy na przykładzie miernikaysterowania z pamięcią. Dla zapewnienia jak największej dokładności logarytmowania wskazane jest, aby napięcie na wyjściu wzmacniacza US1 miało wartość dostatecznie dużą np. -12 V przy zasilaniu $\pm 15\text{ V}$. Taka sama uwaga dotyczy napięcia wyjściowego wzmacniacza US2.

Pierwszą czynnością jest narysowanie wykresu. Na osi rzędnych (pionowej) zaznacza się kolejne diody świecące (23 sztuki) i napięcia przy których się zapalają. Następnie na tej samej osi zaznaczamy poziomy napięć (podane w dB) przy których mają zapalać się diody przy włączonym układzie logarytmowania. Na przykład chcemy aby ostatnia, 23 dioda zapalała się przy poziomie napięcia $+3\text{ dB}$, a pierwsza przy poziomie -40 dB . Poziom 0 dB obieramy dla 20 diody. Podobnie zaznaczamy wartości dla pozostałych diod.

Na osi odciętych (poziomej) odkładamy napięcia wejściowe odpowiadające poziomom zapalania diod podanym w dB. Dla maksymalnego napięcia wejściowego 12 V powinna zapalić się ostatnia dioda $+3\text{ dB}$ (23). Z kolei obliczamy poziom napięcia wejściowego przy którym zapala się dioda 0 dB (20):

$$U_{we\ 0dB} [V] = \frac{U_{we\ max} [V]}{10^{\frac{dB\ max}{20}}} = \frac{12\text{ V}}{10^{\frac{3}{20}}} = 8,435\text{ V}$$

gdzie:

$U_{we\ 0\text{ dB}}$ – wartość napięcia wejściowego przy którym zapala się dioda oznaczona poziomem 0 dB

$U_{we\ max}$ – maksymalne napięcie wejściowe

$dB\ max$ – maksymalna wartość poziomu sygnału, podana w dB, którą ma wskazywać miernik

W miejscu przecięcia linii pionowej $8,435\text{ V}$ i poziomu 0 dB na wykresie stawia się punkt.

Na podstawie wartości napięcia wejściowego odpowiadającego zaświeceniu diody 0 dB możemy obliczyć poziomy napięć wejściowych przy których zapalają się pozostałe diody:

$$U_{we\ x\ dB} [V] = U_{we\ 0\ dB} [V] \cdot 10^{\frac{x\ dB}{20}}$$

gdzie:

$U_{we\ x\ dB}$ – wartość napięcia wejściowego przy którym zapala się dioda oznaczona poziomem $x\text{ dB}$

Na przykład chcemy obliczyć wartość napięcia przy której zapala się dioda $+1\text{ dB}$ (21), oraz dioda -16 dB (9).

$$U_{we\ +1\ dB} = 8,435 \cdot 10^{\frac{1}{20}} = 9,53\text{ V}$$

$$U_{we\ -16\ dB} = 8,435 \cdot 10^{\frac{-16}{20}} = 1,35\text{ V}$$

Podobne obliczenia przeprowadzamy dla wszystkich diod, zaznaczając wyniki na wykresie, oraz stawiając w odpowiednich miejscach punkty.

Punkty te wyznaczają krzywą przejściową odpowiadającą charakterystyce wzmacniacza. Otrzymaną krzywą można zastąpić siedmioma odcinkami prostymi (układ pozwala na aproksymację siedmio-odcinkową). Nachylenie każdego z odcinków łamanej odpowiada wzmocnieniu wzmacniacza. Wzmocnienie to należy obliczyć metodą przyrostową dla każdego z odcinków. Na przykład dla odcinka DE wzmocnienie wynosi:

$$K_{DE} = \frac{\Delta U_{wy} [V]}{\Delta U_{we} [V]} = \frac{6\text{ V} - 5\text{ V}}{2,69\text{ V} - 1,69\text{ V}} = 1,0\text{ V/V}$$

gdzie:

K_{DE} – wzmocnienie układu dla odcinka DE charakterystyki

ΔU_{wy} – przyrost napięcia wyjściowego

ΔU_{we} – przyrost napięcia wejściowego

Dla pozostałych odcinków wzmocnienia wynoszą odpowiednio: $K_{AB} = 7,9$; $K_{BC} = 4,33$; $K_{CD} = 1,73$; $K_{DE} = 1$; $K_{EF} = 0,72$; $K_{FG} = 0,72$; $K_{GH} = 0,45$. Wzmocnienie dla odcinków EF i FG jest jednakowe zatem można z nich utworzyć jeden odcinek i aproksymować charakterystykę sześcioma odcinkami.

Na podstawie powyższych danych można obliczyć wartości rezystorów $R_A \div R_F$, oraz $R_{A'} \div R_{F'}$. Dla odcinka AB wzmocnienie określone jest wzorem:

$$R_A [k\Omega] = K_{AB} \cdot R_W [k\Omega] = 7,9 \cdot 10\text{ k}\Omega = 79\text{ k}\Omega$$

Chcąc uzyskać możliwość regulacji przyjęto wartość rezystora R_A równą $68\text{ k}\Omega$, i szeregowo z nim włączono potencjometr montażowy $100\text{ k}\Omega$. Przy określaniu wartości potencjometru lepiej jest przyjąć pewien zapas w górę, co potwierdzają pomiary prototypu układu logarytmującego.

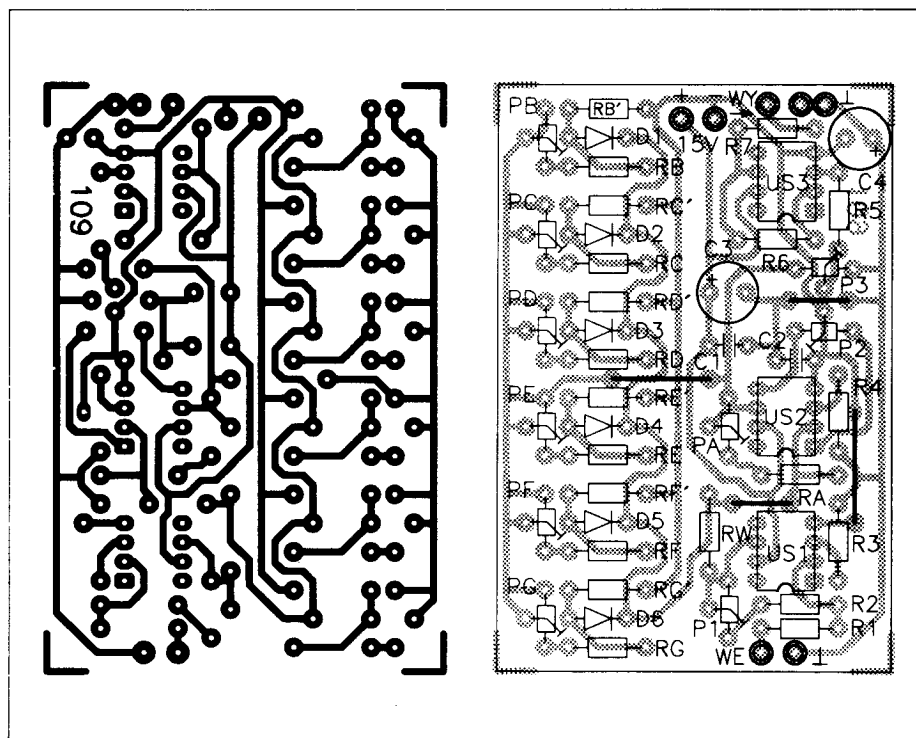
Obliczanie wartości kolejnych rezystorów przeprowadza się podobnie, z tą tylko różnicą, że konieczne jest uwzględnienie równoległego połączenia rezystorów. Na przykład obliczając wartość rezystora R_B trzeba uwzględnić równoległe połączenie z rezystorem R_A , obliczając wartość R_D uwzględnia się równoległe połączenie z rezystorami R_A , R_B , R_C . Do obliczeń bierze się wartości rezystorów wyznaczone wcześniej (bez zaokrągleń). Można podać ogólne wzory na obliczanie wartości rezystorów $R_A \div R_G$, ale są one zbyt skomplikowane.

Wartości rezystorów $R_{A'} \div R_{G'}$ dla napięć wejściowych przy których występują załamania charakterystyki przejściowej można obliczyć na podstawie wzoru podanego wcześniej.

Cała procedura jest dosyć skomplikowana i dlatego przeznaczamy ją tylko dla Czytelników, którzy nie mają kłopotów z matematyką. Układ został zaprojektowany pod konkretny miernikysterowania. Montując elementy o wartościach podanych na schemacie uzyskamy właściwą charakterystykę logarytmowania.

Regulację rozpoczyna się od wyzerowania wzmacniacza operacyjnego US2 potencjometrem P2, przy zerowym napięciu wejściowym. Potencjometr P1 powinien być ustawiony na minimum rezystancji, a potencjometr P3 na maksimum (suwak potencjometru w górnym położeniu na schemacie ideowym).

Następnie do wejścia układu doprowadza się regulowane napięcie stałe. Regulację nachylenia poszczególnych odcinków charakterystyki przeprowadza się w ich środkowych częściach. Ułatwia to procedurę regulacji. W tabeli 1 podano wartości napięć wejściowych i wyjściowych jakie powinno się używać w procesie regulacji.



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Kolejność regulacji jest istotna, należy ją rozpocząć od potencjometru R_4 .

Tak wyregulowany układ logarytmujący włącza się do miernikaysterowania w miejsce zwory Z** (wejście układu logarytmującego łączy się z wyjściem wzmacniacza US5A miernika). Do miernika doprowadza się sygnał sinusoidalny o częstotliwości 1 kHz i poziomie nominalnym dla urządzenia w którym miernik ma pracować. Potencjometrem P1 w układzie logarytmującym ustawia się napięcie wyjściowe wzmacniacza US1 na wartość odpowiadającą 0 dB czyli 8,50 V. Potencjometrem P3 ustawia się wskazania miernika na 0 dB (świeci się dioda 20).

Tabela 1

Napięcie wejściowe [V]	Napięcie wyjściowe [V]	Element regulacyjny
0,135	1	R_A
0,379	2,5	R_B
1,07	4	R_C
2,13	5,5	R_D
4,78	7,5	R_E
9,53	10,5	R_D

Wykaz elementów

US1 ÷ US3	- ULY 7741 (μA 741)
D1 ÷ D6	- BAVP 17 ÷ 21 (1N4148)
R1 ÷ R6, RW	- 10 k Ω /0,125 W
R7	- 330 Ω /0,125 W
R _A	- 68 k Ω /0,125 W
R _B , R _{E'}	- 75 k Ω /0,125 W
R _C	- 22 k Ω /0,125 W
R _D	- 18 k Ω /0,125 W
R _E , R _{F'}	- 20 k Ω /0,125 W
R _{B'}	- 1,5 M Ω /0,125 W
R _{C'}	- 180 k Ω /0,125 W
R _{D'}	- 82 k Ω /0,125 W
P1	- 47 k Ω TVP 1232 "stojący"
P2, P _F	- 10 k Ω TVP 1232 "stojący"
P3, P _C , P _D , P _E	- 22 k Ω TVP 1232 "stojący"
P _A , P _B	- 100 k Ω TVP 1232 "stojący"
C1, C2	- 47 nF typ KFP
C3, C4	- 22 μF /16 V typ 04/U
płytką drukowaną numer 109	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.
Cena: 10.100 zł + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

*Składamy wszystkim naszym Czytelnikom życzenia
wesołych Świąt Bożego Narodzenia
i szczęśliwego Nowego Roku.*

Spis treści rocznika "PE" 1992–1993

	Nr	Str.			
Elektroakustyka			Miliwoltomierz cyfrowy	4/92	16
Wzmacniacze mocy małej częstotliwości	1/92	8	Termometr cyfrowy z regulatorem temperatury	5/92	16
Korektor graficzny	2/92	7	Oscyloskop amatora	1/93	8
Analizator widma sygnału akustycznego	3/92	11	Cyfrowy miernik wzmocnienia prądowego		
Korektor graficzny – potencjometry			tranzystorów cz.1	1/93	10
elektroniczne cz.1	3/92	16	Generator pasów kolorowych systemu PAL –		
Regulacja skosu głowicy w magnetofonie			powtórka cz.1	1/93	22
z wykorzystaniem miernika fazy	3/92	21	Cyfrowy miernik wzmocnienia prądowego		
Korektor graficzny – potencjometry			tranzystorów cz.2	2/93	7
elektroniczne cz.2	4/92	8	Miliwoltomierz z układem ICL 7107	2/93	10
Regulacja prądu podkładu w magnetofonach	4/92	19	Generator pasów kolorowych systemu PAL –		
Korektor graficzny – wyświetlanie nastaw			powtórka cz.2	2/93	22
potencjometrów cz.3	5/92	8	Generator PAL – wyjaśnienia	5/92	12
Wzmacniacz słuchawkowy w klasie A	5/92	24	Generator PAL – rozbudowa	5/92	13
Analizator widma – pole odczytowe	1/93	6	Generator sygnałowy 65,5÷74 MHz (88÷108 MHz)	5/93	15
Wzmacniacz słuchawkowy w klasie A –			Cyfrowe sondy CMOS-TTL	6/93	8
dokończenie	1/93	15	Sonda – woltomierz napięcia stałego		
Mówiąca pozytywka – sampler	1/93	20	i zmiennego cz.1	7/93	2
Mówiący dzwonek	3/93	7	Sonda – generator 1 kHz	7/93	14
Miernikysterowania z prostownikiem idealnym	4/93	5	Sonda – woltomierz napięcia stałego		
Wzmacniacz mocy 40 W	4/93	15	i zmiennego cz.2	8/93	16
Przedwzmacniacz gramofonowy	4/93	17	Uniwersalny tester tranzystorów i diod	8/93	21
Korektor graficzny – pamięć charakterystyk cz.1	4/93	20	Wyświetlanie znaku "+" przez miliwoltomierz		
Wzmacniacz stereofoniczny z regulacją			ICL 7107	9/93	6
barwy dźwięku	4/93	21	Częstościomierz cz.1	9/93	10
Wzmacniacz stereofoniczny z regulacją			Zmiana częstotliwości wskazań		
barwy dźwięku – dokończenie	5/93	4	przez miliwoltomierz C 520D	9/93	20
Układ opóźnionego załączania kolumn			Przetwornik napięcie – częstotliwość	10/93	4
głośnikowych	6/93	5	Częstościomierz cz.2	10/93	11
Tranzystorowy korektor graficzny	6/93	18	Analogowy pomiar częstotliwości	10/93	19
Korektor graficzny – pamięć charakterystyk cz.2	6/93	22	Sprostowanie do artykułu "Sonda – woltomierz ..."	10/93	22
Korektor graficzny – pamięć charakterystyk cz.3	7/93	4	Częstościomierz cz.3	11/93	4
Dyskotekowe czterokanałowe urządzenie			Częstościomierz cz.4	12/93	4
iluminofoniczne	7/93	17	Strojenie odbiorników radiowych cz.1	12/93	10
Wzmacniacz odczytu do magnetofonu MDS-442	8/93	12			
Mówiący układ scalony ISD	9/93	21	Technika motoryzacyjna		
Scalony wzmacniacz mocy	11/93	8	Automatyczny wyłącznik świateł mijania	1/92	13
Miernikysterowania z pamięcią	11/93	21	Alarm samochodowy z kodem cyfrowym cz.1	4/92	4
Wzmacniacz akustyczny dużej mocy	12/93	19	Stroboskop samochodowy	5/92	22
Układ logarytmujący	13/93	26	Alarm samochodowy z kodem cyfrowym cz.2	1/93	4
			Podgrzewane lusterka w samochodzie	2/93	20
			Sygnalizator napięcia akumulatora	3/93	4
			Regulator świateł dziennych w samochodzie	9/93	7
Miernictwo			Automatyczny wyłącznik ogrzewanej		
Generator z mostkiem Wiena	1/92	16	szyby tylnej w samochodzie	12/93	24
Generator funkcyjny	2/92	12			

Technika RTV

Telewizyjny generator pasów kolorowych systemu PAL cz.1	1/92	4
Telewizyjny generator pasów kolorowych systemu PAL cz. 2	2/92	4
Transkoder SECAM-PAL cz.1	2/92	15
Transkoder SECAM-PAL cz.2	3/92	5
Automatyczny przełącznik sygnałów video	3/92	19
Tor foni równoległej do OTVC	1/93	17
Cyfrowy odczyt częstotliwości na zakresie UKF-FM	2/93	4
Detektor zera	3/92	4
Dekodery PAL	3/93	17
Antena ze wzmacniaczem na radiowe pasmo UKF OIRT lub CCIR cz.1	3/93	23
Antena ze wzmacniaczem na radiowe pasmo UKF OIRT lub CCIR cz.2	4/93	13
Układ foni do odbioru programu satelitarnego POLONIA	5/93	8
Fonia do odbioru satelitarnych programów radiowych	6/93	14
Fonia do odbioru satelitarnych programów radiowych dokończenie	7/93	7
Automatyczny włącznik tunera satelitarnego	10/93	17
Mini odbiornik stereofoniczny UKF	10/93	26
Mini odbiornik stereofoniczny UKF – dokończenie	11/93	14
Korektor sygnału video z układem rozkodowania kaset magnetowidowych	12/93	6

Urządzenia zasilające

Zasilacz stabilizowany $\pm 6 \div 15V/1A$	2/92	17
Uniwersalny zasilacz stabilizowany	1/93	8
Zasilacz – modyfikacja	10/93	9
Regulator prędkości obrotowej silnika	10/93	24
Zasilacz stabilizowany 13,8/9 V	11/93	11
Zasilacz laboratoryjny $3 \div 30 V/5 A$	12/93	12

Praktyka i teoria

Decybel – praktyka i teoria	3/92	2
Pomiary napięć stałych – praktyka i teoria	4/92	2
Pomiary napięć zmiennych – praktyka i teoria cz.1	5/92	2
Pomiary napięć zmiennych – praktyka i teoria cz.2	1/93	2
Elementy półprzewodnikowe – praktyka i teoria cz.1	2/93	2
Elementy półprzewodnikowe – praktyka i teoria cz.2	3/93	2
Elementy półprzewodnikowe – praktyka i teoria cz.3	4/93	2
Elementy bierne oznaczenia cz.1	4/93	10
Elementy półprzewodnikowe – praktyka i teoria cz.4	5/93	2
Elementy bierne oznaczenia cz.2	5/93	7
Elementy bierne oznaczenia cz.3	6/93	2
Elementy bierne oznaczenia cz.4	7/93	11
Projektowanie zasilaczy parametrycznych – praktyka i teoria	8/93	2
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz.1	9/93	2

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz.2	10/93	2
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz.3	11/93	2
Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz.4	12/93	2

Elektronika domowa

Elektroniczny zamek szyfrowy	1/92	13
Gwiazda betlejemka – ozdoba choinkowa	4/92	11
Zegar cyfrowy z pozytywką	5/92	4
Sygnalizator akustyczny	1/93	5
Zegar cyfrowy z układem MC 1206 cz.1	2/93	14
Zegar cyfrowy z układem MC 1206 cz.2	3/93	12
Wyłącznik zmierzchowy	3/93	21
Kwarcowy generator 50 Hz	4/93	4
Minutnik	4/93	12
Elektroniczna konewka	7/93	9
Bariera optoelektroniczna z detektorem kierunku	8/93	4
Komarołapka	8/93	9
Komarołapka – uwagi praktyczne	9/93	29
Współpraca układu ISD z barierą optoelektroniczną	10/93	17

Krótkofalarstwo

Klucz elektronowy sterowany mikroprocesorem	5/93	11
Klucz elektronowy sterowany mikroprocesorem – dokończenie	6/93	6
Radiotelefon na pasmo 27 MHz	9/93	17
Wzmacniacz mocy do radiotelefonu 27 MHz	11/93	17
Kompresor dynamiki sygnału CB radio	11/93	30

Zabawki

Pływakające światła	1/92	17
Pływakające światła – sprostowanie	4/92	11
Pływakające światła II	5/93	21
Pływakające światła II – dokończenie	6/93	4
Pozytywka	9/93	25

Katalogi

Katalog typów transformatorów produkcji ZATRA cz.1	8/93	26
Katalog typów transformatorów produkcji ZATRA cz.2	9/93	30
Katalog typów transformatorów produkcji ZATRA cz.3	10/93	29

Różne

Nietypowe zastosowania termometru lekarskiego	1/92	8
Nietypowe zastosowania układu UAA 180 (A277D)	3/92	9
Nowe ceny płytek drukowanych	3/93	22
Uniwersalne płytki drukowane	4/93	23
Dekoder kodu BCD z wyświetlaczem	7/93	12
Nowe ceny płytek drukowanych	8/93	20
Ankieta	9/93	29
Wykaz płytek drukowanych	10/93	23
Ankieta – wyniki konkursu	11/93	28

meditronik
sp. z o.o.

ZNANY DYSTRYBUTOR KOMPONENTÓW ELEKTRONICZNYCH

oferuje szeroki zakres części
produkowanych przez
renomowane firmy zachodnie.

Nasza oferta liczy około
20 tysięcy pozycji.

Znajdziecie w niej:

tranzystory, diody, transoptory,
wyświetlacze LED i inne
elementy optoelektroniczne
układy scalone serii
74, 74S, 74LS, 74AS, 74ALS,
74F, 74HC, 74HCT, CD 4000
układy mikroprocesorowe serii
INTEL 8***, Z80
pamięci SRAM, DRAM,
EPROM, EEPROM, PAL, GAL
kontrolery, generatory melodii,
wzmocniacze operacyjne
komparatory, stabilizatory
rezystory, potencjometry
oporniki, wskaźniki, czujniki
kondensatory
kwarce, oscylatory,
przekazniki
kable paskowe, RG***,
TWMAX
złącza CENTRONIX,
BNC, TWMA

**HEWLETT
PACKARD**

COMPONENTS

- * TRANSOPTORY
- * WSKAŹNIKI ŚWIETLNE
- * WYŚWIETLACZE LED
- * PRODUKTY KODÓW
KRESKOWYCH
- * KONTROLERY I
CZUJNIKI RUCHU
- * TECHNIKA
ŚWIATŁOWODOWA
- * ELEMENTY W.CZ. I
MIKROFALE
- * PODZESPOŁY DO
MONTAŻU POWIERZ-
CHNIOWEGO (SMD)

Partnerzy handlowi:
**ANALOG DEVICES, ITT,
MOTOROLA SAMSUNG,
TELEFUNKEN i inni**

UMC

UNITED MICROELECTRONICS CORPORATION

- *UKŁADY PAMIĘCI
- *UKŁADY
KOMPUTEROWE
- *UKŁADY
KOMUNIKACYJNE
I KOMERCYJNE

BOURNS

- *POTENCJOMETRY
TRIMPOT
- *HYBRYDY
REZYSTOROWE
- *REZYSTORY
SUBMINIATUROWE
- *BEZPIECZNIKI
MULTIFUSE
- *POTENCJOMETRY
PRECYZYJNE
- *POTENCJOMETRY
PANELI CZOŁOWYCH
I KODERY
- *CEWKI I
TRANSFORMATORY
- *CZUJNIKI CIŚNIENIA
POŁOŻENIA
I PRZYSPIESZENIA

**COOPER
Belden**

RENOMOWANY PRODUCENT KABLI KOMPUTEROWYCH

- * KABLE
KONCENTRYCZNE
(RG, CATV,
MIL-C17F)
- * KABLE PASKOWE
- * KABLE
WIEŁOŻYŁOWE
(ZWYKŁE I SKRĘTKI
PAROWE)
- * KABLE ŚWIATŁO-
WODOWE
- * DRUTY
PRZEWODOWE
- * KABLE KONFE-
KCJONOWANE
I ZASILAJĄCE
- * ZŁĄCZA (THINNET
SAFETY LINE, BNC,

meditronik
sp. z o.o.

00-194 Warszawa, ul. Długa 4
tel. (02) 6352263, 6352264
fax (02) 6352195, 6352195

Ponad 40 zestawów do samodzielnego montażu.
Sprzedaż za zaliczeniem pocztowym.
Informacje - koperta zwrotna + 2 znaczki.

Atrakeyjne ceny

Oferuję:

- zasilacze
- multimetry
- końcówki mocy
- generatory
- pozytywki
- efekty świetlne
i dźwiękowe

Andrzej Górski
ul. Matejki 3
05-070 SULEJÓWEK 1

Głośne sygnalizatory akustyczne do sprawdzania
instalacji elektrycznej, sterowań, diod itp.
poleca wysyłkowo w cenie 70.000 zł Torkom
(zamówienia list znaczek za 4.000)
Rynek Staromiejski 15 Toruń 1 Poczta restante

Wysokiej klasy (h=0,005%) końcówki wzmacniacze
mocy dla estrady, dyskoteki, oraz wyposażenie
domowego sprzętu akustycznego HI-FI.
Moc wyjściowa od 2x100 do 2x500 W sinus.
Ponadto oferuje:
- uruchomione stopnie mocy od 60-300 W sinus
- cyfrowe kamery pogłosowe
- szereg innych podzespołów związanych z
elektroakustyką

Uwaga!

Atrakeyjny konkurs. Ciekawe nagrody.
Wszelkie informacje
dotyczące konkursu
oraz katalog wyrobów
(z cenami) otrzymają
Państwo po nadstaniu
koperty zwrotnej + znaczek na adres:

Bursztyńska Bogdan
82-300 Elbląg - 1
skr.poczt. - 22
tel/fax 32-70-25

GEMBARA
SKLEP CZĘŚCI RTV

POZNAŃ UL. SIEMIRADZKIEGO 3
tel. 66 51 12, fax 48 41 39
NIP 779-002-72-37

**PRZYZRĄDY
DO REAKTYWACJI
KINESKOPÓW**
wykonuje

REWO-Elektronika

skr. poczt. 449
00-950 Warszawa

informacje
po nadstaniu
koperty zwrotnej

Wykrywacze rozróżniające
metale
pocztą ARMAND
Ryszarda 44
05-800 Pruszków

Bezpośrednio do domu, niezawodne i terminowe dostawy
Praktycznego Elektronika
zapewni prenumerata.

Warunki prenumeraty i blankiet wpłat
zamieszczone są w środku numeru na stronie 19.
Pamiętaj, pomyśl o tym już dziś.
Nie zwlekaj !